nº 15
outubro
1987

elektor eletrônica

Cz$ 120,00

LASER: uma panorâmica

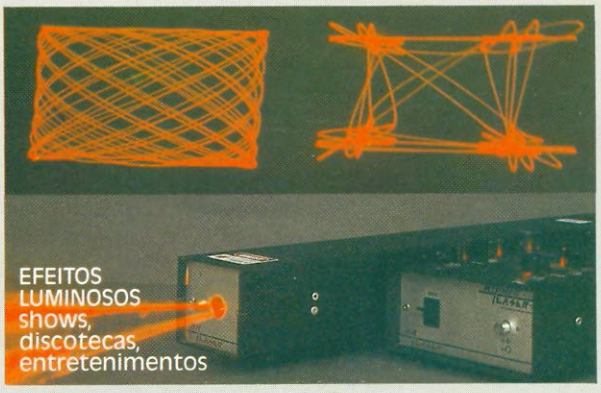
Defasador para instrumentos musicais

Lógica HCMOS e as técnicas de interface

LASER, UMA SOLUÇÃO EM BUSCA DE PROBLEMAS

Imprensa mundial/fevereiro de 1960.

Se o seu problema é laser, nós somos a solução.



HI cebrat LASER

TECNOLOGIA

laser ótica
ultra-som

RUA TEODORO DA SILVA, 985 TEL. (021) 288-0473 RJ

REPRESENTANTE EXCLUSIVO
Elétrica Palácio
Rua Santa Efigênia, 197 — Centro, São Paulo, SP
Tel. (011) 227-5920/229-5955

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Mercado 9
Serviço de placas 37
Correio 65
Mini-anúncios 66

TECNOLOGIA

Laser: tipos e aplicações 27

Um artigo introdutório, que retoma o princípio físico do laser, suas várias modalidades e a utilização de cada uma

Os discos compactos a laser 41

Conheça os CDs por ângulos diferentes: o processo de produção, seu sistema ótico e alguns aspectos comerciais

MONTAGENS

Mini-percussão com múltiplas aplicações 11

É uma bateria eletrônica "alternativa", que pode ser tocada com as pontas dos dedos e permite que o músico crie seus próprios ritmos

Gerador de salvas para áudio 24

Ideal para o teste dinâmico de alto-falantes, entre outras coisas. Pode ser acoplado a qualquer gerador senoidal

Biphaser: um defasador diferente 46

Circuito de efeitos especiais para os mais variados instrumentos, sem os inconvenientes dos *phasers* tradicionais

Converta seu osciloscópio em um analisador lógico – 2ª parte 50

Com base no diagrama de blocos visto na 1ª parte, todo o esquema é agora analisado em detalhes

Idéias 55

Chave rotativa eletrônica e fonte para programar EPROMs

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Filtros Linkwitz 20

A mais recente safra de circuitos ativos para divisores de frequência e suas vantagens

Compensação de frequência nos operacionais 34

Como lidar com os velhos amplificadores operacionais de 1ª geração, como o LM709

A interface da HCMOS com outras famílias lógicas 57

Inaugurando a seção Aplikator, um excelente artigo prático da Philips sobre a mais nova família CMOS

O tema de capa desta edição é resultado dos pedidos de vários leitores, que nos enviaram suas sugestões por carta. Para tornar esse processo de seleção de matérias mais eficiente, porém, e canalizar melhor os pedidos de temas e montagens, nada melhor que uma boa pesquisa. Ela organiza as sugestões, críticas e opiniões e as concentra num curto espaço de tempo, tornando-as mais fáceis de analisar. Bons motivos para que a Elektor nacional faça sua primeira pesquisa entre os leitores, não é mesmo? Pois ela está no verso do impresso de assinaturas deste número; assim, todos os que forem fazer ou renovar a assinatura poderão enviar também sua pesquisa preenchida. Mas esperamos que todos colaborem, sem exceção: quem não quiser recortar a página da revista pode enviar uma xerox ou mesmo uma cópia à mão. Em suma, não importa como a pesquisa seja enviada; o importante é saber o que vocês pensam sobre a Elektor no Brasil e o que esperam que ela seja. Estamos aguardando. Ansiosamente.

elektor

elektor eletrônica

Elektor – edição Brasileira

Ano II, Número 15, Outubro/87

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Al. dos Jurupis, 896 — 4º andar
CEP 04088 — S. Paulo — (011) 240-6660 — 531-2314

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: Lilian Rose Grunwald (gerente)
Eduardo Correa dos Santos

Assinaturas: Marli Mantovani e Maria Anita de Lima

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

Diretor técnico e coordenação internacional: K. S. M. Walraven

Secretaria editorial internacional: G.W.P. Linden, M. Pardo

Edições em outros países:
Elektor Sarl, Bailleul, França
Elektor Verlag, GmbH, Aachen, Alemanha Ocidental
Elektor EPE, Atenas, Grécia
Elektor Electronics PVT Ltd., Bombaim, Índia
Ferreira & Bento Ltda., Lisboa, Portugal
Elektuur B.V., Beek, Holanda
Ingelek S.A., Madri, Espanha
Kedhorn Holdings PTY Ltd., Wahroonga, Austrália
Electronic Press AB, Danderyd, Suécia
Elektor Electronics, Herts, Grã-Bretanha

Proibida a reprodução total ou parcial, mesmo citando-se a procedência, dos artigos assinados, fotografias, projetos e circuitos impressos publicados em Elektor.

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Composição GAZETA MERCANTIL

Fotolito MPA

Impressão DCI Indústria Gráfica S.A.

Distribuição FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.

códigos

Valores de resistência e capacidade
Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros.
Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:
p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
m (mili) = 10^{-3}
k (kilo) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos
2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω
Todos os resistores utilizados são de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores
47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF= 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas
Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20 k Ω /V, a não ser que haja indicação em contrário.

Utilização de U e não de V
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".
Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V.

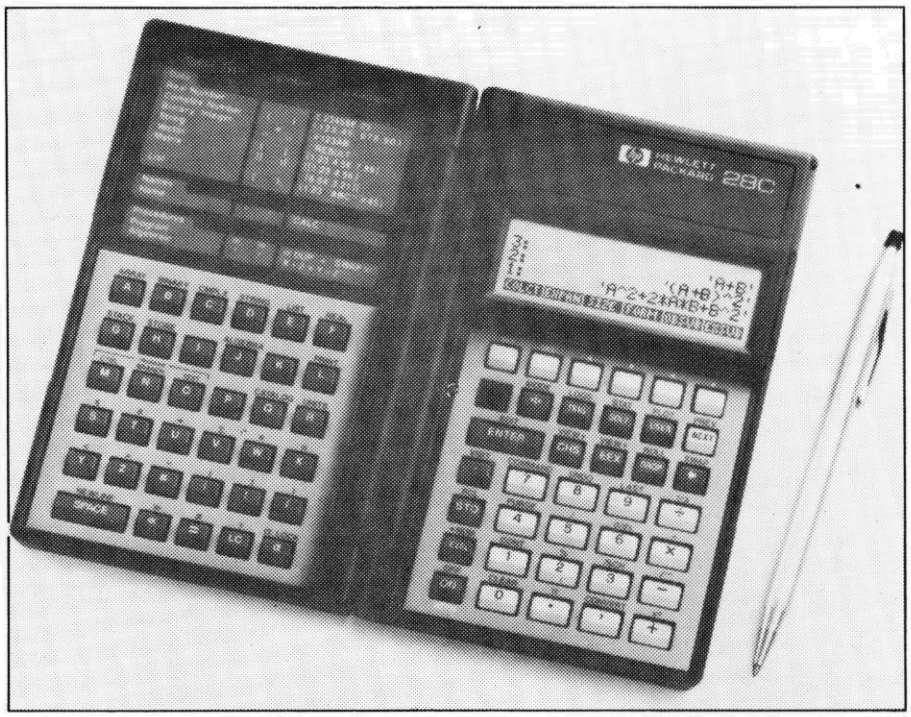
Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista.
Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explícita dessa proteção.
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

TeSis lança calculadoras HP avançadas

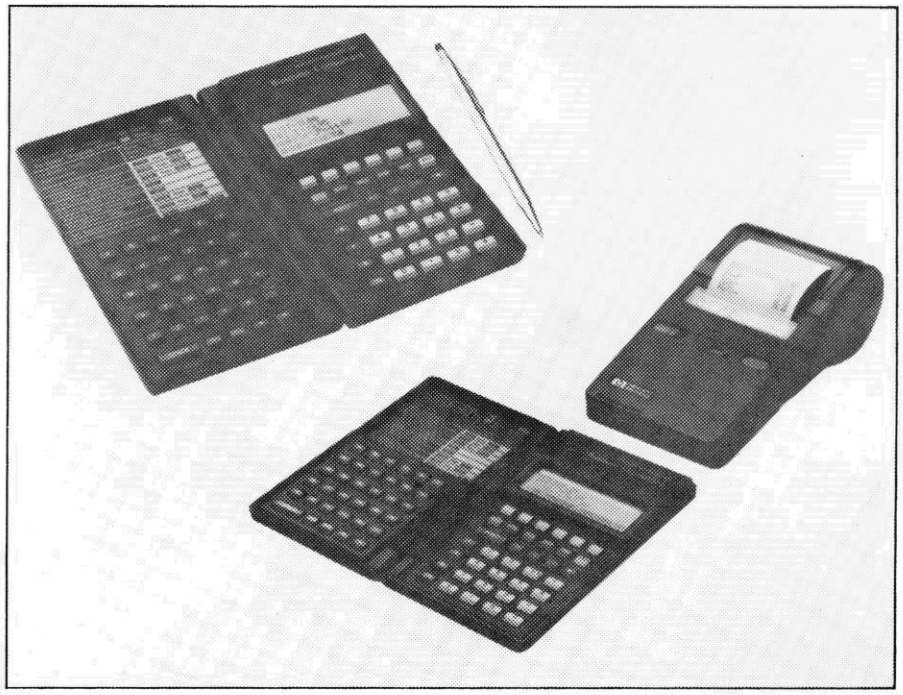
Com os modelos HP-18C e HP-28C podemos considerar inaugurada a terceira geração de calculadoras programáveis no Brasil. Ambas utilizam tecnologia Hewlett-Packard, mas sua produção e comercialização estão sob a responsabilidade da TeSis Informática, empresa nacional que passou a representar os produtos HP em nosso país (com exceção apenas dos instrumentos de medição). No aspecto, elas são semelhantes: as duas têm o formato de um pequeno livro que, quando aberto, mede 19 x 16 x 1,3 cm; teclados alfabético e numérico separados; o mesmo visor de cristal líquido ampliado (4 linhas de 23 caracteres cada); e peso de 230 gramas. Além disso, tanto uma como a outra pode utilizar a nova impressora HP-82240A, que atua por infravermelho, sem fios.

Na aplicação, porém, são diferentes: enquanto a HP-18C destina-se a cálculos financeiros e empresariais, a HP-28C é dirigida às áreas matemática e científica. Diferenciam-se das demais calculadoras por uma série de inovações, tais como a realização de cálculos simbólicos e a resolução de fórmulas introduzidas diretamente pelo operador, dispensando programação.

O grande trunfo da HP-28C, que as duas empresas procuram enfatizar, está em sua capacidade de cálculo simbólico — característica nunca antes incluída em calculadoras portáteis. Com ela, tudo o que era trabalho matemático "braçal" — como, por exemplo, formular problemas no papel, dar nomes às variáveis, manipular fórmulas para isolar as incógnitas e só então, com a fórmula final, usar a máquina — pode ser realizado diretamente na calculadora. A HP e a TeSis esperam, com isso, revolucionar o ensino de matemática e as ciências que dependem intensivamente de cálculos, já que a nova calculadora privilegia os princípios matemáticos, aliviando a carga da manipulação de números e expressões para seus usuários. A HP-28C conta ainda com 128 kB de ROM e é capaz de traçar gráficos de várias funções.

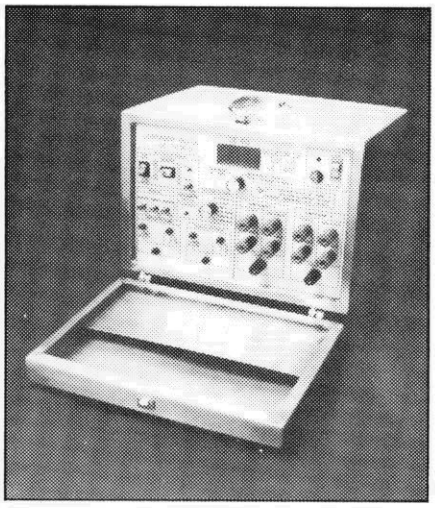


A HP-18C, definida comon gerencial ou *business consultant*, é ideal para as áreas de finanças, vendas e *marketing*, consultoria, seguros, *leasing* e crédito imobiliário, entre outras, além de servir a professores e estudantes das mesmas. Dispõe de funções incorporadas de estatística, finanças, matemática e tempo (relógio, calendário e agenda). Como na 28C, o visor apresenta os menus e entradas feitas pelo operador e a função SOLVE permite que ele introduza suas próprias fórmulas e as resolva, com diferentes valores de cada variável, se desejado.



Instrumentos para medidas elétricas

Medição de fator de potência e defasagem em transformadores, teste de relés de potência, disjuntores, wattímetros e medidores de energia elétrica, aferição de temporizadores: são as áreas em que se especializou a empresa mineira Conprove Engenharia, através de vários aparelhos de medida. Entre eles, podemos citar o Testador CE-1000 para relés, transdutores e medidores; o Medidor CE-60 de ângulo de fase (foto), que também é um contador digital de tempo;



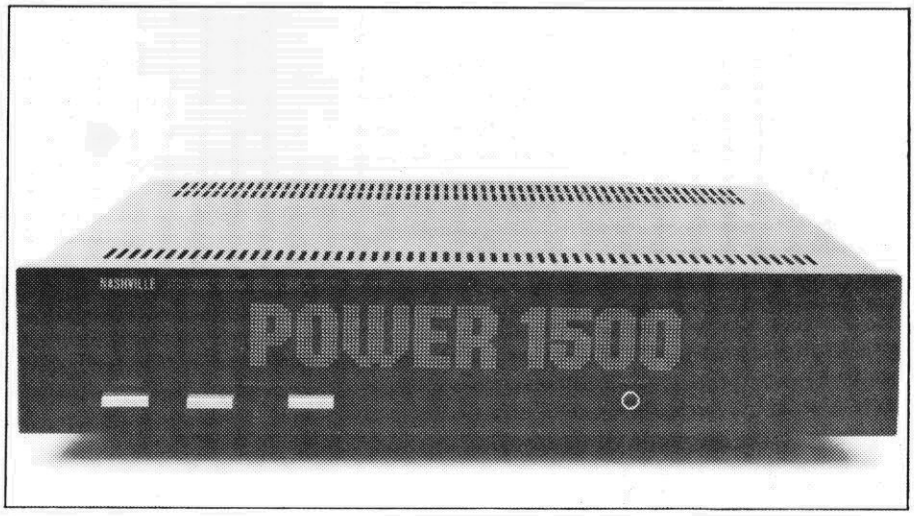
e o Contador Digital de Tempo CE-23, entre outros. A Conprove oferece ainda um mini-laboratório eletrônico, destinado a escolas técnicas, laboratórios de empresas e faculdades, contendo cronômetro, medidor de ângulo de fase, defasadores, fontes CC, gerador de sinais senoidais, triangulares e quadrados, além de um *protoboard* para montagem sem soldas.

Um "power" para médios e agudos

O novo lançamento da linha Nashville veio cobrir, segundo a Micrologic, seu fabricante, uma lacuna no mercado do áudio profissional: a carência de amplificadores específicos para as médias e altas frequências, com suficiente rapidez de resposta (para evitar distorção) e potência não muito elevada (a fim de não danificar os falantes de médios e agudos). Trata-se do NA-1500, também conhecido pelo quilométrico nome de *High Definition Stereo Power Amplifier for Digital Sound Reproduction.*

A empresa afirma que o novo amplificador é também ideal para instalações residenciais sofisticadas, reproduzindo com perfeição os discos compactos a laser. Ele dispõe ainda de 4 saídas para caixas acústicas, que podem ser usadas aos pares ou simultaneamente, além de uma quinta saída para fones de ouvido. Suas principais características:

— 70 W (8 ohms) ou 105 W RMS (4 ohms) de potência por canal
— 110 dB de relação sinal/ruído
— 0,01% ou menos de distorção harmônica total
— 0,02% ou menos de distorção por intermodulação
— resposta em frequência de 5 Hz a 150 kHz (+0, -3 dB)
— 86,5 dB de separação entre canais



Que tal uma bateria eletrônica comandada pelo toque dos dedos? É o que oferecem estes circuitos simples, totalmente confeccionados com elementos discretos, que dão toda a vazão à sua criatividade de percussionista

Mini-percussão com múltiplas variações

1ª parte

A grande vantagem oferecida por um sistema convencional de percussão sobre um gerador automático de ritmos está em permitir que o músico produza seus próprios ritmos, resultando em um som mais rico e variado. É óbvio, porém, que o percussionista novato vai encontrar alguma dificuldade, no início, para fazer o sistema soar de modo convincente, mas isto será apenas uma questão de tempo e prática — a exemplo do que seria o aprendizado da própria bateria acústica. Só que neste caso, ao invés de usar baquetas e pedais, o músico vai utilizar a ponta dos dedos para tocar: um sensor de toque, que funciona como estágio de entrada, facilita bastante as coisas.

Os três instrumentos normalmente incluídos em uma bateria comum são o bombo, o tambor de corda ou tripa e os pratos — todos eles presentes em nosso sistema de percussão eletrônica. Na segunda parte da matéria, que aparecerá no próximo número, será apresentada uma ampliação do sistema básico, incluindo outros instrumentos, um estágio de rufo e um bombo automático para marcar o tempo. Caso você prefira um sistema automático de ritmos, controlado por computador, consulte o artigo "Ritmos (micro)programáveis", publicado em nossa edição de nº 8 (março de 87).

O conjunto de mini-percussão apresentado nesta primeira parte compreende quatro placas, ao todo: sensor de toque, *gyrator* do bombo, *gyrator* do tambor e gerador de ruído para os pratos e o tambor, além da placa opcional de um pré-misturador. Vejamos cada estágio separadamente, para depois uni-los no final.

O sensor de toque

Ele aparece na figura 1 e emprega um integrado CMOS contendo 6 inversores, que pode ser usado nas versões 4009 e 4049. A única diferença entre elas reside em uma conexão adicional que o 4009 tem com a linha de alimentação (pino 16). Esse integrado deixou de ser fabricado, porém (embora algumas lojas possam ainda tê-lo em estoque), justamente por causa dessa ligação, que apresenta problemas em certas aplicações. De qualquer modo, a figura 1 mostra o esquema para o 4009, onde o diodo de proteção (D1) foi inserido entre o pino 16 e o positivo da alimentação; caso você dê preferência ao 4049, D1 pode ser omitido sumariamente.

A operação do sensor é das mais simples e, como os três canais utilizados são idênticos, apenas o BO (bombo) será analisado (TB e PR significam "tambor" e "pratos", respectivamente). No estado quiescente,

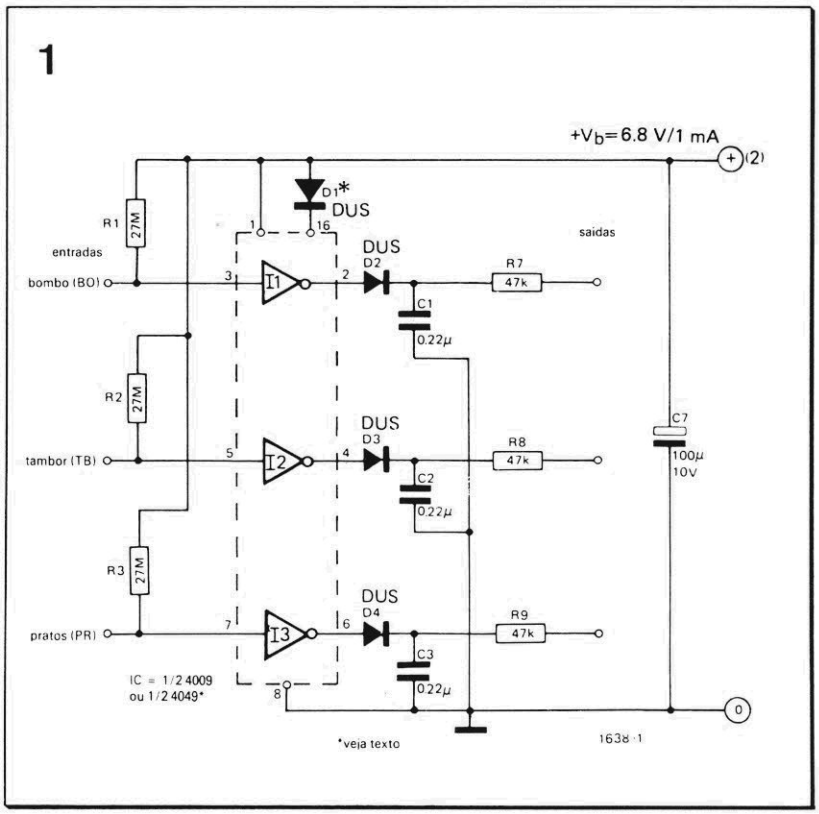


figura 1 — Circuito do sensor de toque básico para a mini-percussão.

Lista de componentes *(sensor de toque)*

Resistores
R1, R2, R3- 27 M ou 10 M
R7, R8, R9-47 k

Capacitores
C1, C2, C3- 0,22 µF
C7-100µF/10V

Semicondutores
IC-4009, 4049
D1, D2, D3, D4- DUS

Diversos
Placa nº 1621A

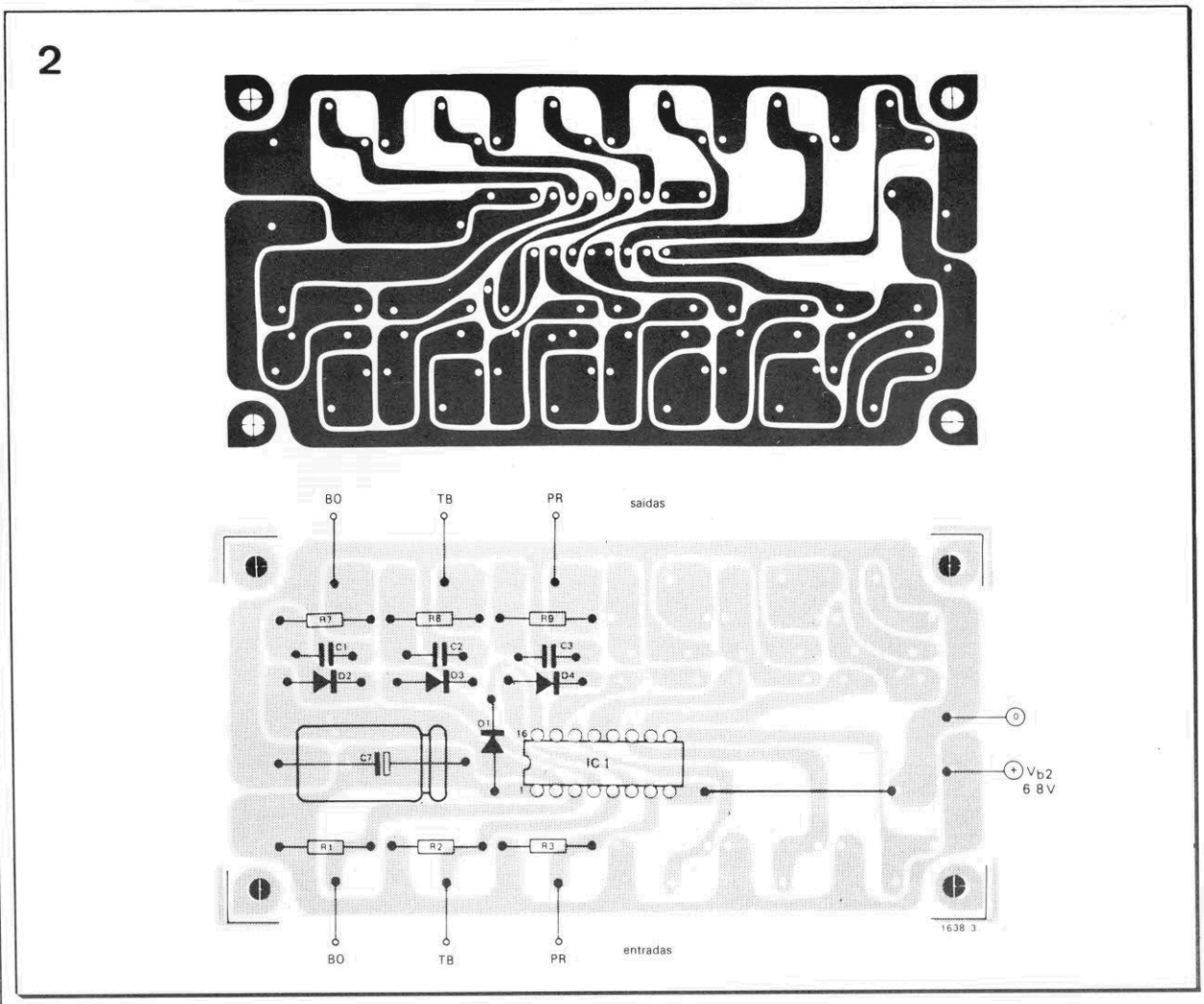


figura 2 — Placa impressa do sensor de toque, que prevê um total de 6 canais de controle. Como em nosso caso são usados apenas 3 canais, a numeração de componentes aparece interrompida.

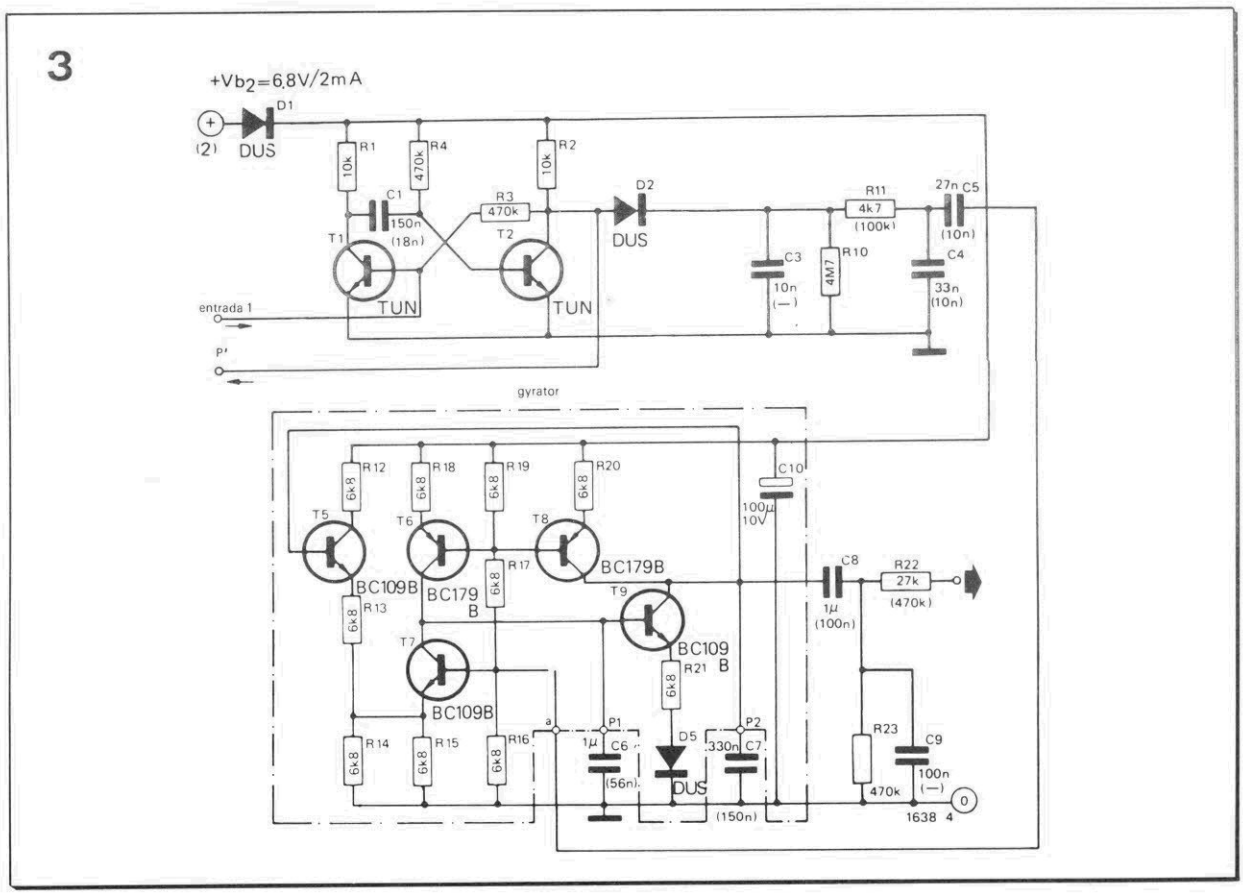
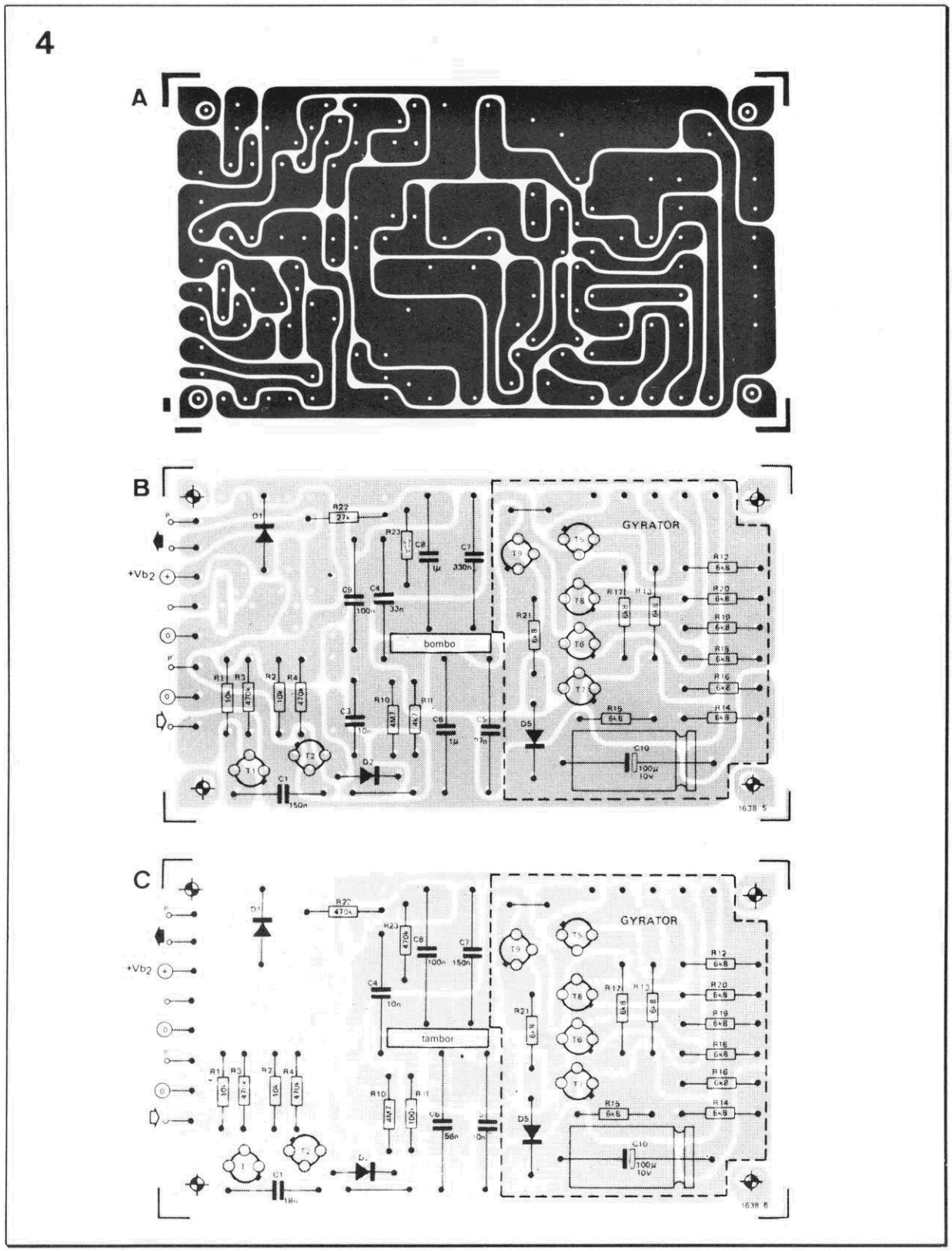


figura 3 — Circuito do gyrator básico adotado no bombo e no tambor de tripa (para este último valem os valores entre parênteses).

a entrada de I1 é mantida em nível alto por R1; em consequência, a saída apresenta nível baixo e C1 está descarregado. Se o contato de entrada BO for tocado, o ruído introduzido pela pele fará com que a saída de I1 seja comutada entre 0 e 1 à frequência de 60 Hz (na verdade, I1 atua como um amplificador com alta impedância de entrada e ganho elevado).

O capacitor C1 será então carregado por D2 e a tensão na saída BO irá controlar o bombo. Assim que o contato for liberado, C1 vai descarregar via R7 no circuito do bombo, em cerca de 60 ms. O resistor R7 foi acrescentado justamente para limitar a corrente enviada ao bombo, protegendo assim tando esse circuito como a saída do inversor I1.

O traçado do cobre e a disposição dos componentes relativos à placa impressa do sensor aparecem na figura 2, em tamanho natural. Vê-se que foi previsto espaço para 6 canais de



Lista de componentes (gyrator)

Resistores
R1, R2-10k(10k)
R3, R4-470k(470k)
R10-4,7M(4,7M)
R11-4,7k(100k)
R12...R21-6,8k (6,8k)
R22- 27k(470k)
R23- 470k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1-150nF(18nF)
C3-10nF(omitido)
C4-33nF(10nF)
C5-27nF(10nF)
C6-1 µF, não polarizado (56nF)
C7-330nF(150nF)
C8- 1µF, não polarizado(100nF)
C9- 100 nF (omitido)
C10-100µF/10 V

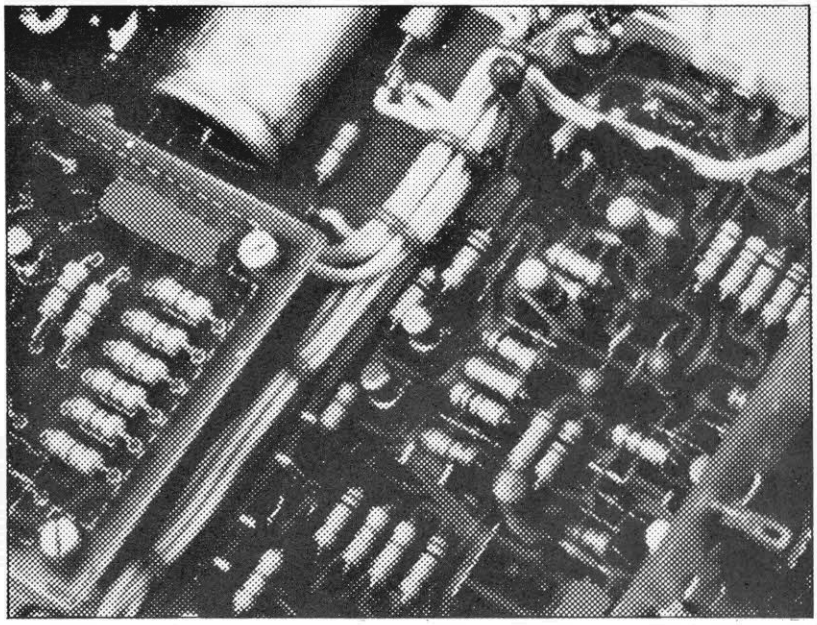
Semicondutores
D1, D2, D5- DUS
T1, T2- TUN
T5, T7, T9- BC107B, BC108B, BC109B
T6, T8-BC177B, BC178B, BC179B

Diversos
Placa nº 1465A

(os componentes entre parênteses referem-se ao tambor; os demais, ao bombo)

figura 4 — Placa impressa para o gyrator universal; foram omitidos, como se vê, os componentes relativos à 2ª entrada.

controle nessa placa, embora somente três deles sejam usados nesta mini-percussão básica; os demais serão aproveitados na ampliação do sistema, como veremos no próximo número. A montagem da placa não oferece grandes dificuldades; basta adotar um soquete para o CI e utilizar cabinhos blindados nas entradas, caso os contatos de toque tenham mais de 3 cm de comprimento (a blindagem deve ser ligada à terra apenas em uma das extremidades). Quanto aos terminais de saída, não precisam ser blindados, caso não ultrapassem os 6 cm.



Gyrator do bombo e do tambor

O circuito conhecido no exterior como "*gyrator*" não passa de um simulador eletrônico de indutância; mais detalhes sobre ele podem ser obtidos no artigo "Como simular indutores — e por que", do nº 6 (dez. 86/jan. 87). O esquema do simulador único que gera os sons do bombo e do tambor está representado na figura 3. Em essência, ele faz com que um capacitor simule um indutor; em nosso caso, C6 é "convertido" em uma indutância que aparece sobre C7, formando assim o circuito ressonante paralelo que determina a frequência do instrumento.

A placa do *gyrator* básico possui duas entradas de controle, cada uma incluindo um monoestável e um filtro; apenas uma delas (entrada 1) foi representada na figura 3, no entanto,

5

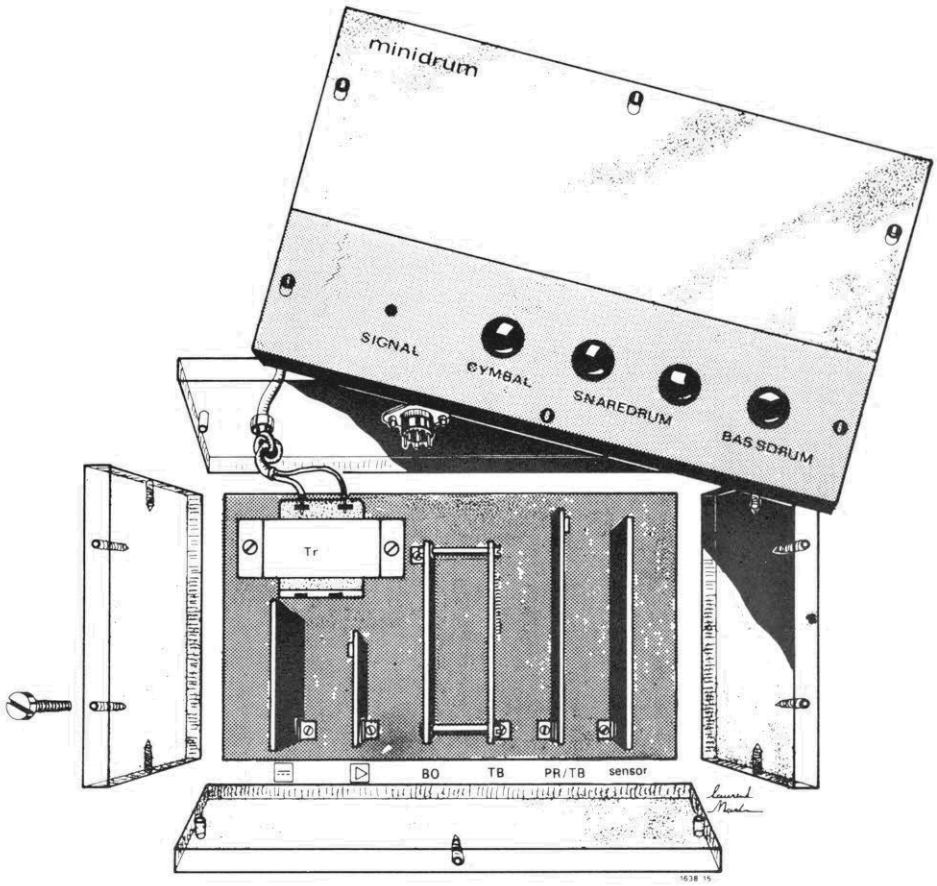


figura 5 — Sugestão de caixa e disposição de placas para o sistema de mini-percussão.

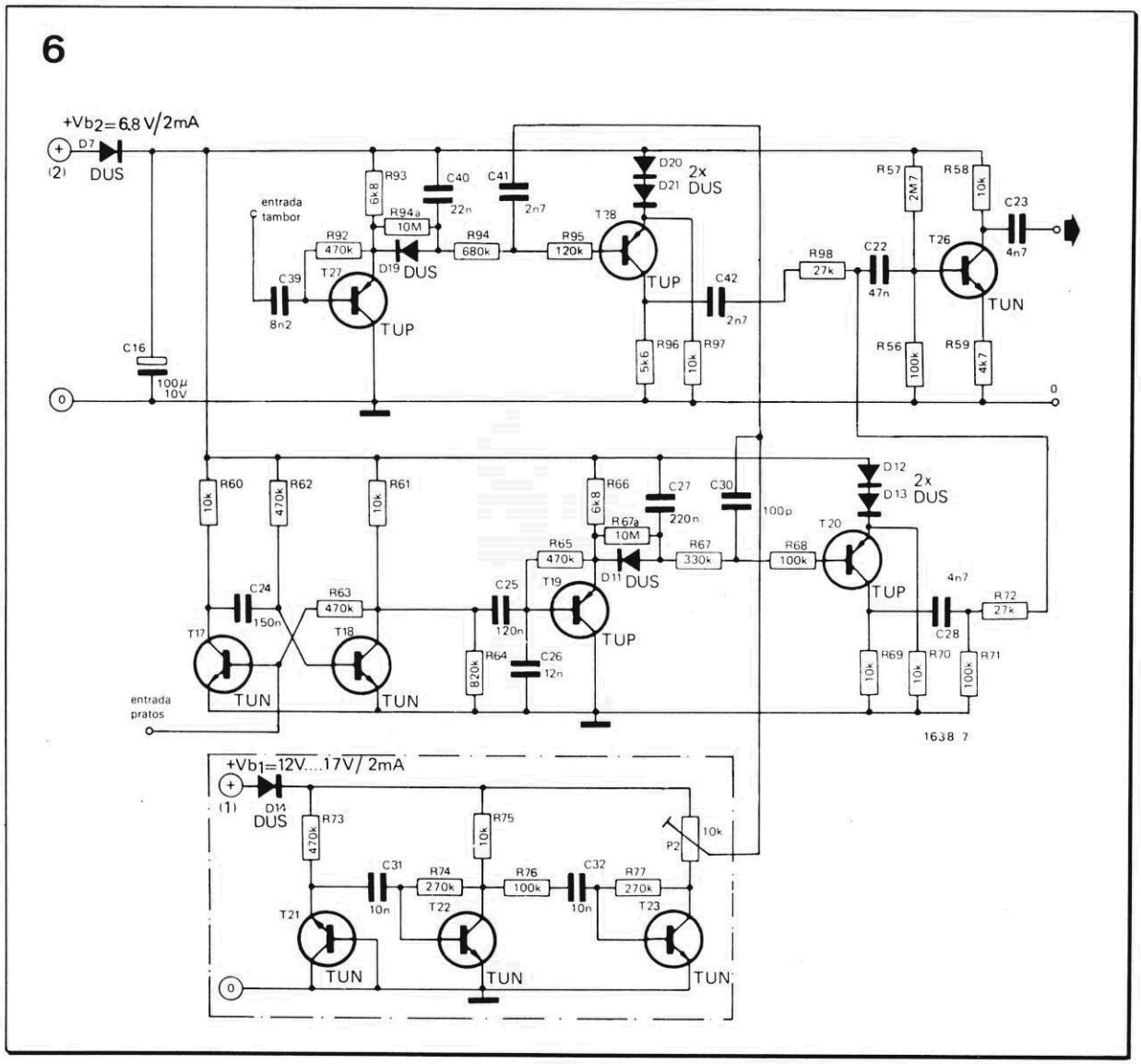


figura 6 — Estágio de ruído para o tambor de tripa e os pratos; estes dispõem de um monoestável na própria placa.

já que este primeiro sistema usa apenas um canal de controle. O monoestável, composto por T1 e T2, recebe o sinal de controle enviado pelo sensor de toque, gerando em resposta um pulso retangular. Este é "moldado" pelo filtro constituído por C3, C4, C5, R10 e R11, que lhe confere as características apropriadas de ataque e decaimento para parecer um bombo ou um tambor, de acordo com os valores usados.

Esse pulso já tratado é então aplicado à base de T7, a fim de controlar o *gyrator*. Observe que a saída p' não é utilizada na placa do bombo, mas na do tambor ela serve de conexão com a placa de ruído. A saída principal, por fim, é filtrada por C8, C9 e R23. A placa do *gyrator*, juntamente com as duas distribuições de componentes, está na figura 4. Repare nas diferenças entre ambas, nos componentes omitidos e também no espaço reservado para um monoestável adicional, no canto superior esquerdo.

Circuito de ruído

Como se sabe, o tambor de tripa acústico produz, além do tom básico específico, uma vibração toda própria causada pelas cordas ou tripas esticadas por baixo da pele. No circuito em questão esse efeito é simulado por um sinal de ruído filtrado, cuja origem é o circuito da figura 6. Os pratos, por outro lado, não possuem um tom básico, podendo ser reproduzidos somente com o ruído filtrado, proveniente do mesmo circuito.

O ruído propriamente dito é gerado por T21 (cerca de 5 mV aparecem em seu emissor), sendo depois amplificado por T22 e T23. O trimpot P2 permite que a amplitude de ruído seja ajustada entre 0 e 3 V. O ruído destinado ao tambor é aplicado à junção de R94 e R95, por meio de C41. Nesse estágio o transistor T27 está normalmente cortado, significando que T28 também está nor corte e o sinal de ruído, bloqueado.

Logo que o *gyrator* do tambor é ativado, um pulso vindo da saída p' do mesmo aparece na entrada do estágio de ruído (C39). Ele é diferenciado e sua borda descendente faz T27 conduzir por um breve período, carregando rapidamente C40. Como resultado, T28 também conduz e o ruído é amplificado por esse transistor e por T26 — até que C40 descarregue, fazendo a tensão de base de T28 cair abai-

7

A

B

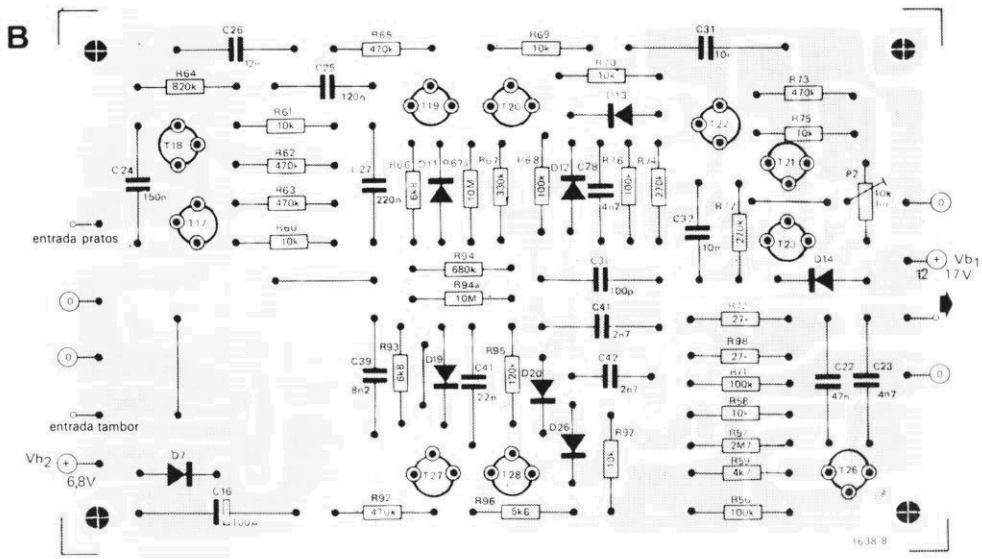


figura 7 — Placa impressa para o estágio de ruído; os componentes do monoestável foram omitidos na entrada do tambor de tripa.

Lista de componentes (gerador de ruído)

Resistores
R56, R68, R71
R76- 100 k
R57- 2,7 M
R58, R60, R61,
R69, R70, R75,
R97- 10 k
R59- 4,7 k
R62, R63, R65,
R73, R92-470 k
R64- 820 k
R66, R93-6,8 k
R67- 330 k
R67a, R94a-10 M
R72, R98- 27 k
R74, R77- 270 k
R94- 680 k
R95- 120 k
R96- 5,6 k
P2- trimpot de 10 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C16-100µF/10V
C22- 47 nF
C23, C28- 4,7 nF
C24- 150 nF
C25- 120 nF
C26- 12 nF
C27- 220 nF
C30-100 pF
C31, C32-10 nF
C39- 8,2 nF
C40- 22 nF
C41, C42-2,7 nF

Semicondutores
T17, T18, T21,
T22, T23, T26-TUN
T19, T20, T27,
T28- TUP
D7, D11, D12,
D13, D14, D19,
D20, D21- DUS

Diversos
Placa nº 1465C

8

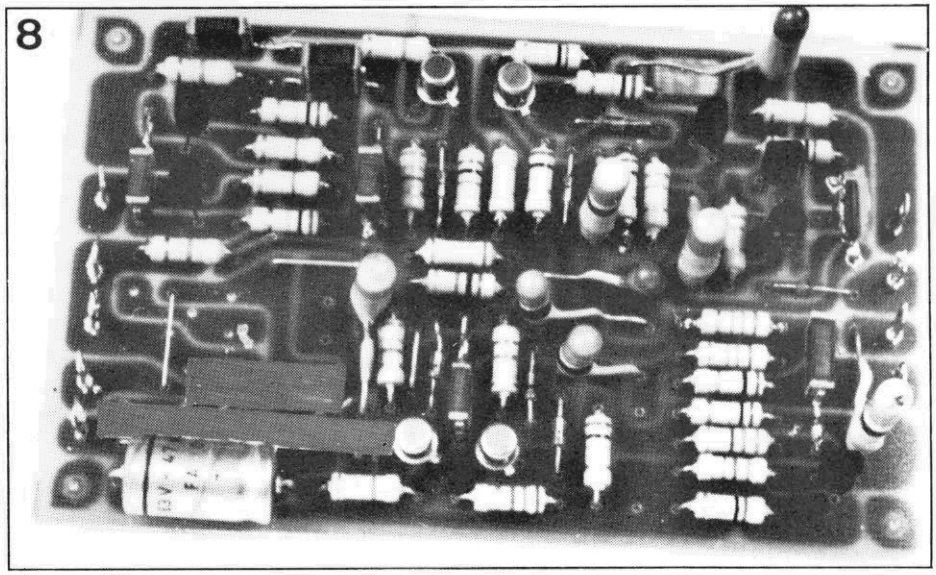


figura 8 — Foto de um protótipo da placa de ruído.

9

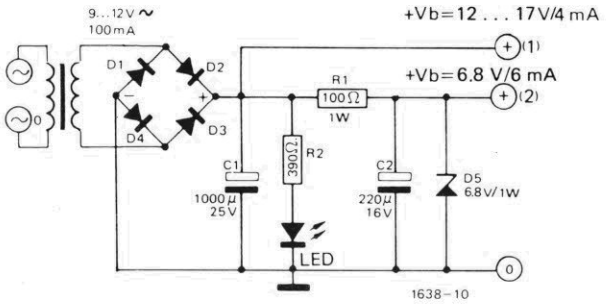


figura 9 — Fonte de alimentação sugerida para a mini-percussão, que não precisa de grande regulação.

10

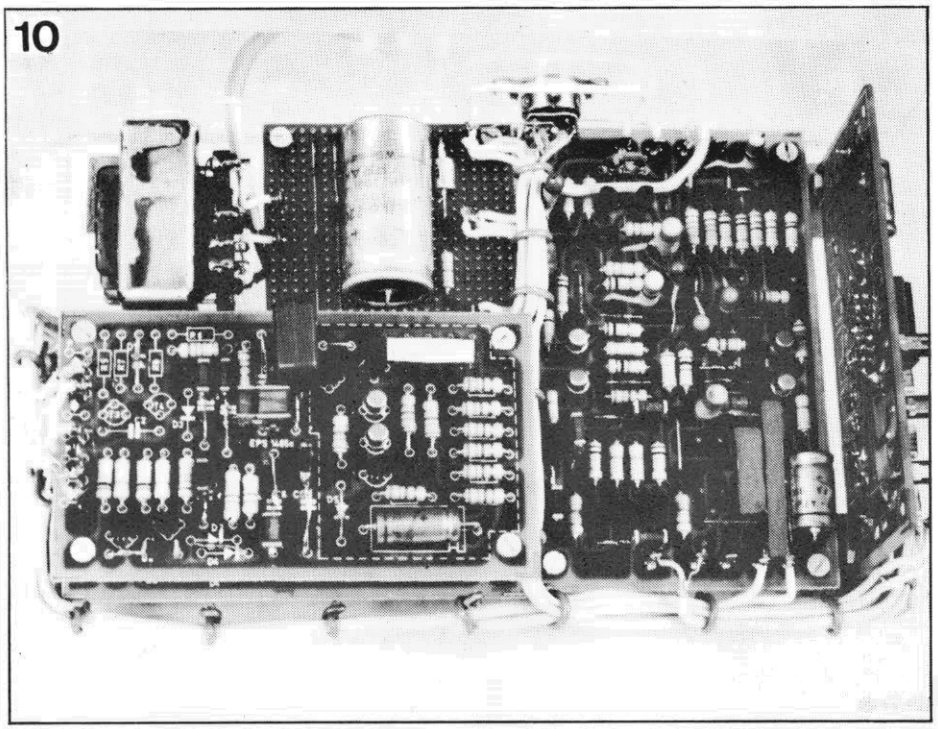


figura 10 — Protótipo completo de um sistema de mini-percussão.

11

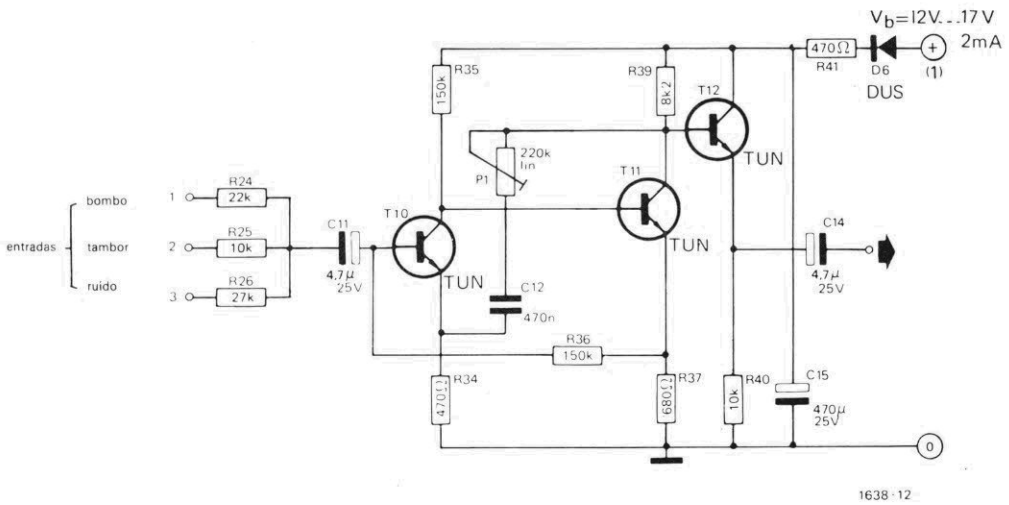


figura 11 — Estágio pré-misturador que pode ser usado com amplificadores pouco sensíveis; o ganho é ajustado por meio de PI.

Lista de componentes (pré-mixer)

Resistores
R24- 22 k
R25, R40- 10 k
R26- 27 k
R34, R41- 470
R35, R36- 150 k
R37- 680
R39- 8,2 k
P1 — trimpot de 220 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C11, C14- 4,7 µF/25 V
C12- 470 nF
C15- 470µF/25 V

Semicondutores
T10, T11, T12- TUN
D6- DUS

Diversos
Placa nº 1465B

12

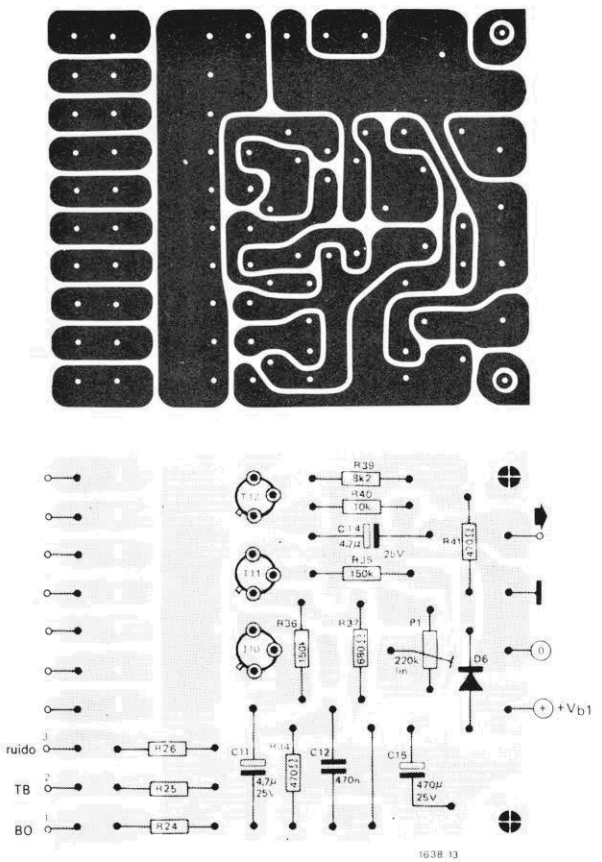


figura 12 — Placa impressa do pré-misturador.

13

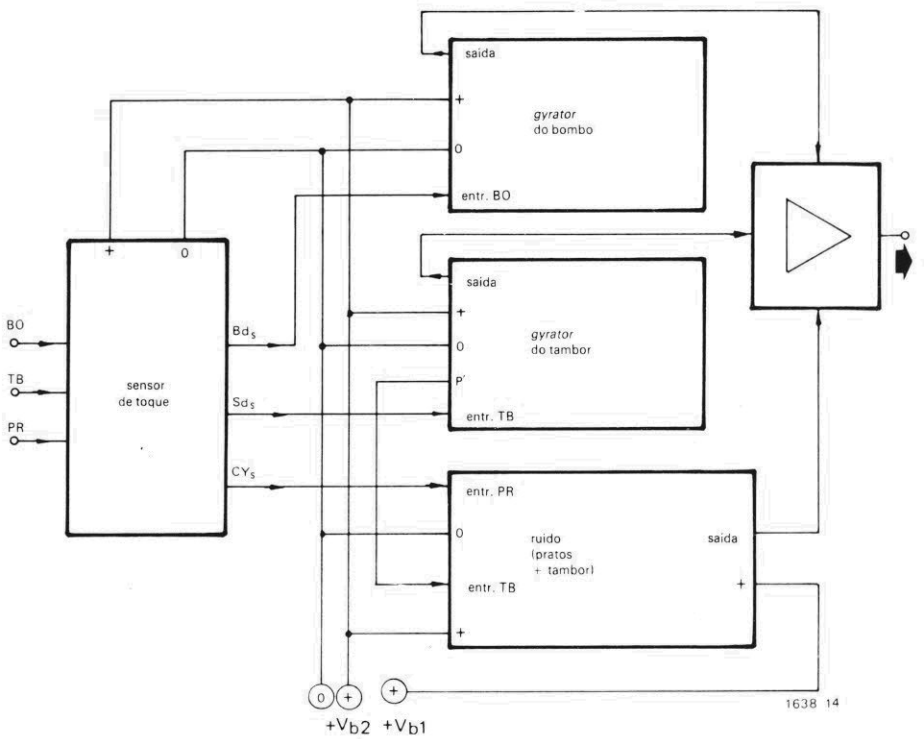


figura 13 — Mapa de interligações para formar um sistema básico de percussão.

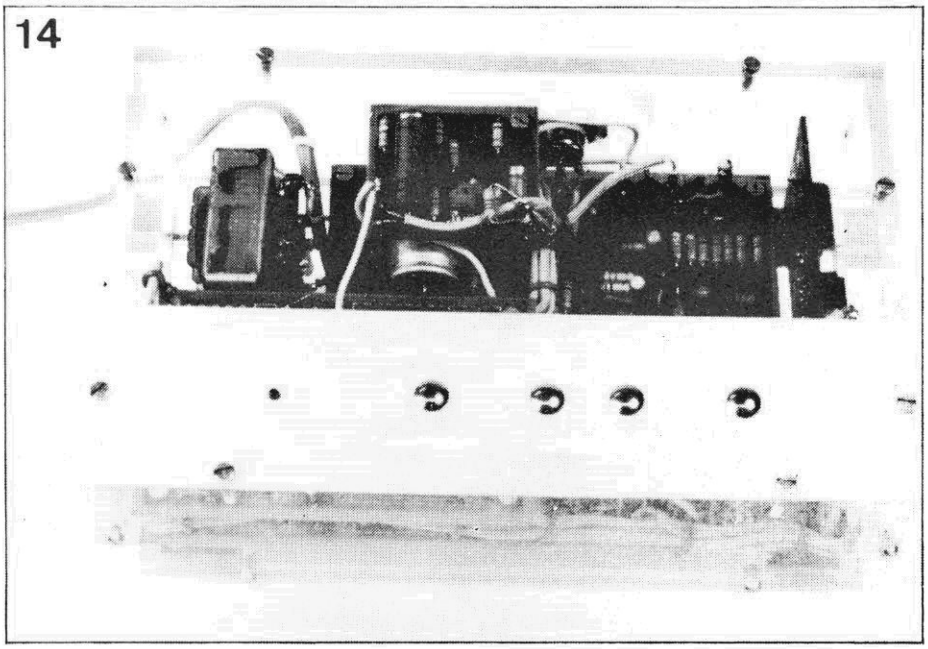


figura 14 — O mesmo protótipo da figura 10, agora visto de frente, no interior de uma caixa plástica; os botões de toque podem ser improvisados a partir de tachas ou percevejos cromados.

xo de 2 V, quando ele volta ao corte. O efeito global obtido, portanto, é uma pancada surda produzida pelo *gyrator*, acompanhada pela vibração proveniente do circuito de ruído.

O som dos pratos é gerado exatamente da mesma forma, exceto pelo fato de existir para isso um monoestável na própria placa de ruído, controlado diretamente pelo sensor de toque. T19 e T20 executam a mesma função de T27 e T28, no circuito de ruído do tambor; no final, os sons dos pratos e do tambor são misturados na junção de R98 e C22.

A placa projetada para a seção de ruído pode ser vista na figura 7 e prevê a instalação de monoestáveis nas duas entradas; esse recurso também será aproveitado na ampliação. O tambor, como já vimos, não requer monoestável, por ser ativado por um *gyrator* à parte; essa parte pode ser então omitida e substituída pelas pontes de fio ilustradas na figura 7b.

Pré, misturador e fonte

Se o amplificador de potência disponível tiver sensibilidade suficiente para os 50 mV entregues pelos instrumentos, as saídas das três placas poderão ser simplesmente interligadas e acopladas a ele. Caso contrário, pode-se apelar para o pré-misturador da figura 11, cuja placa aparece na figura 12; é preciso lembrar, então, de trocar os resistores R22 por pontes de fio, nas placas dos *gyrators*.

O circuito do pré-misturador é um simples dois estágios amplificador de tensão com terra virtual e uma saída tipo seguidor de emissor, com baixa impedância. Ele dispõe de 10 entradas, das quais apenas três são usadas, por enquanto; o trimpot P1 foi incluído para possibilitar o ajuste do ganho.

Sendo pouco suscetível a interferências, a mini-percussão dispensa fontes sofisticadas, desde que opere sob condições domésticas normais (ou seja, sem máquinas elétricas pesadas nas proximidades). O circuito sugerido na figura 9 é mais que adequado para essa função; veja que a tensão de +6,8 V para os instrumentos e o sensor é obtida de um zener (D5), ao passo que a alimentação sem regulação para o pré-misturador é tomada diretamente de C1. Não há sugestão de placa para a fonte, mas ela poderá ser facilmente alojada em uma pequena placa padronizada.

Implementação global

A disposição das placas e o tipo de gabinete são questões de preferência pessoal e disponibilidade de mercado; as fotos das figuras 10 e 14, além da ilustração da figura 5, são meramente informativas. O protótipo original foi montado em uma caixa plástica transparente para ser exposto, mas do ponto de vista elétrico é preferível optar por uma caixa metálica, para fins de blindagem.

Nas fotos, a placa do sensor fica à direita, com a placa de ruído ao lado, deitada; as duas placas *gyrator* foram montadas uma sobre a outra, à esquerda, e logo acima deles está a fonte. O principal ponto a lembrar, na montagem, é manter as ligações com os contatos de toque tão curtas quanto possível, assim como as conexões entre placas. Utilize cabinhos blindados onde foi recomentado, com a malha ligada à terra apenas numa das extremidades. Tachas cromadas ou niqueladas são ideais para servir de contatos de toque, por serem praticamente imunes à oxidação; o painel em que serão instaladas deverá ser isolante. Por fim, se tiver dúvidas quanto à terminologia usada para identificar transistores e diodos genéricos, dê uma espiada no artigo "TUP-TUN-DUG-DUS", publicado no nº 13 (agosto 87). E o diagrama de interligações para a mini-percussão básica aparece na figura 13. ◼

Teoria e prática do mais recente tipo de divisor de freqüência, com a possibilidade de aperfeiçoar um circuito já publicado.

Filtros Linkwitz

Uma análise feita por Siegfried Linkwitz, na edição de janeiro de 1976 do *Journal of the Audio Engineering Society*, demonstra que os filtros divisores de frequência convencionais produzem efeitos negativos sobre o padrão de irradiação de sistemas com vários alto-falantes — mais especificamente sobre a direcionalidade e a amplitude. Linkwitz propôs então um novo tipo de rede, capaz de proporcionar um padrão de irradiação uniforme e amplitude constante. Esse filtro, que é essencialmente uma versão do Butterworth, foi descrito primeiramente por Riley — sendo, portanto, conhecido também como rede Linkwitz-Riley.

Para o bem da simplicidade, este artigo baseia-se em sistemas de falantes com duas vias. Linkwitz sugeriu que para se obter o melhor resultado possível com redes divisórias de áudio, elas devem atender a três requisitos básicos:

— Não pode haver defasagem entre as saídas para os alto-falantes, na frequência de transição relevante, a fim de evitar um deslocamento para cima ou para baixo do padrão de irradiação;

— A atenuação do sinal em cada saída do filtro deve ser de 6 dB, ao invés dos tradicionais 3 dB, para evitar a formação de picos nas somas de sinais;

— A defasagem entre os sinais de saída deve ser constante em todas as frequências, a fim de preservar a simetria do padrão de irradiação acima e abaixo da frequência de transição; esta condição pode ser convenientemente obedecida pelo uso de filtros simétricos tanto nas seções passa-baixas como passa-altas.

Linkwitz descobriu ainda que esses requisitos podiam ser satisfeitos ligando-se em cascata dois filtros Butterworth de 2ª ordem, idênticos. Obviamente, é possível adotar tipos de maior ordem, mas na prática não têm grande interesse. É preciso deixar claro, no entanto, que de qualquer forma os filtros devem ser sempre de ordem par, já que a cada ordem tem-se uma defasagem de 45° na frequência de transição.

A figura 1 apresenta o comportamento de um filtro Butterworth em amplitude e fase, enquanto a figura 2 faz o mesmo

1

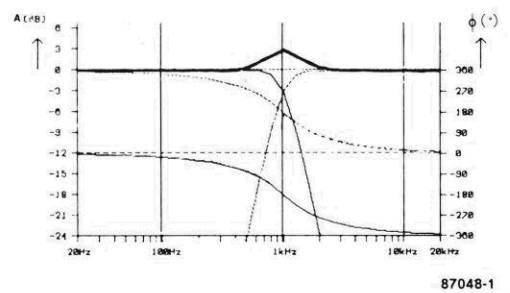


figura 1 — Características de amplitude e fase de uma rede Butterworth ao longo da faixa de audiofrequência. A linha mais escura representa a soma das saídas dos filtros.

2

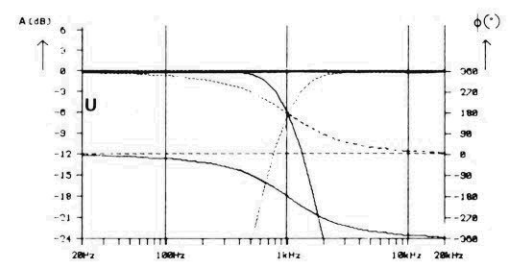


figura 2 — Características de amplitude e fase de uma rede Linkwitz no espectro de áudio. Observe como a soma das saídas ficou plana.

3

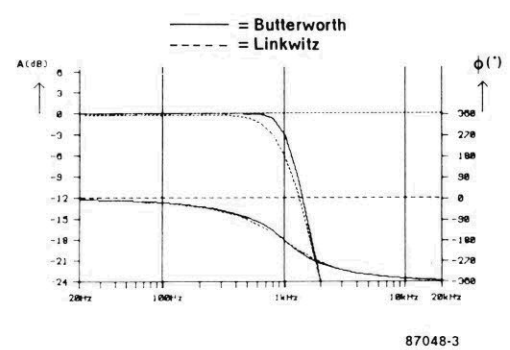


figura 3 — Junção das curvas Butterworth e Linkwitz, a fim de destacar suas diferenças; as redes em questão apresentam uma inclinação de 24 dB/oitava.

com uma rede Linkwitz-Riley. Observe o pico de 3 dB inerente à rede Butterworth, que não pode ser eliminado separando-se ainda mais as frequências de transição das seções passa-baixas e passa-altas — pois isto iria violar o primeiro requisito de um divisor, ou seja, defasagem nula entre as saídas.

Para maior clareza, a figura 3 reúne as duas características, enfatizando assim as diferenças entre elas. A curva Linkwitz, como se pode ver, é um pouco mais arredondada nas proximidades da frequência de transição, além de começar a cair ligeiramente mais cedo. Pode-se notar também a pequena diferença de defasagem entre os dois tipos de filtro.

Antes de passar à parte prática, convém ressaltar que esta análise só é válida com sinais senoidais. De fato, a respota do filtro Linkwitz a pulsos ou degraus apresenta os mesmos problemas do Butterworth, assumindo que ambos tenham seções passa-baixas e passa-altas separadas. Mesmo o filtro Linkwitz, portanto, não é perfeito.

Um filtro prático

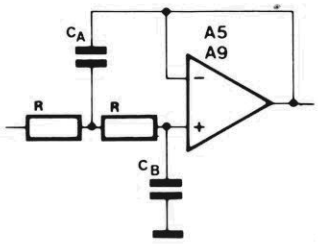
A exemplo das demais redes, o filtro Linkwitz pode ser ativo ou passivo. Na figura 4 temos o esquema de uma versão ativa, que pode inclusive ser montada, mediante a placa impressa da figura 5. Veja que a placa e até alguns componentes (CIs inclusive) são idênticos aos utilizados na montagem "Divisor Ativo de frequências", da Elektor nº 5 (novembro de 86); uma boa oportunidade para quem o montou de torná-lo ainda melhor.

Como se vê, o circuito da figura 4 destina-se a sistemas triamplificados, com frequências de transição em 500 e 5000 Hz e atenuações de 24 dB por oitava. O estágio A1 serve como reforçador do sinal de entrada, antes dele ser dividido em três canais. A seção passa-baixas é formada por A5 e A6; e a de médias frequências, por A7/A8 (superior) e A9/A10 (inferior); e a passa-altas, por A11 e A12. Cada uma delas dispõe de um potenciômetro que permite ajustar o sinal de saída (P1, P2 e P3, respectivamente) e de um estágio reforçador final (A2, A3 e A4, na mesma ordem). As linhas de alimentação são estabilizadas pelos reguladores IC7 e IC8.

As frequências de transição calculadas (500 Hz e 5 kHz) podem ser alteradas com o auxílio da Tabela 1 (para qualquer ferquência) ou da Tabela 2 (apenas

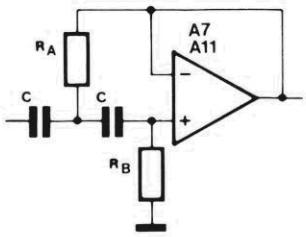
TABELA 1

REDE PASSA-BAIXAS — 12 dB/OITAVA



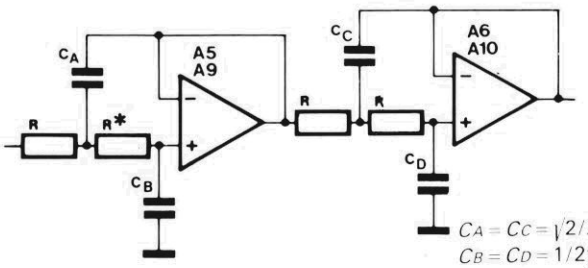
$C_A = C_B 1/2\pi fR$
onde $R = 4.7 - 10\ k\Omega$

REDE PASSA-ALTAS — 12 dB/OITAVA



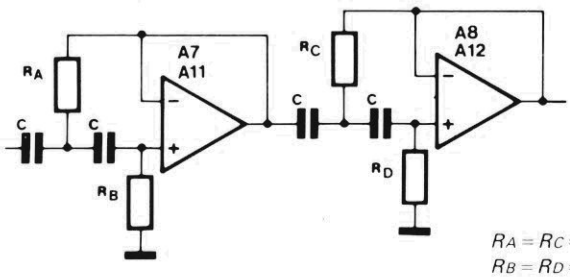
$R_A = R_B = 1/2\pi fC$
onde $C = 4.7 - 10\ nF$

REDE PASSA-BAIXAS — 24 dB/OITAVA



$C_A = C_C = \sqrt{2}/2\pi fR$
$C_B = C_D = 1/2\sqrt{2}\pi fR$
onde $R = 4.7 - 10\ k\Omega$

REDE PASSA-ALTAS — 24 dB/OITAVA



$R_A = R_C = 1/2\sqrt{2}\pi fC$
$R_B = R_D = \sqrt{2}/2\pi fC$
onde $C = 4.7 - 10\ nF$

4

graves

médios

agudos

4x1N4001

A1 , A2 = IC1 = NE5532N
A3 , A4 = IC2 = NE5532N
A5 , A6 = IC3 = NE5532N
A7 , A8 = IC4 = NE5532N
A9 , A10 = IC5 = NE5532N
A11, A12 = IC6 = NE5532N

C9 . . . C14, C19, C20 = 100 n

87048-4

figura 4 — Esquema de um filtro Linkwitz ativo, calcado no divisor de frequências do nº 5.

5

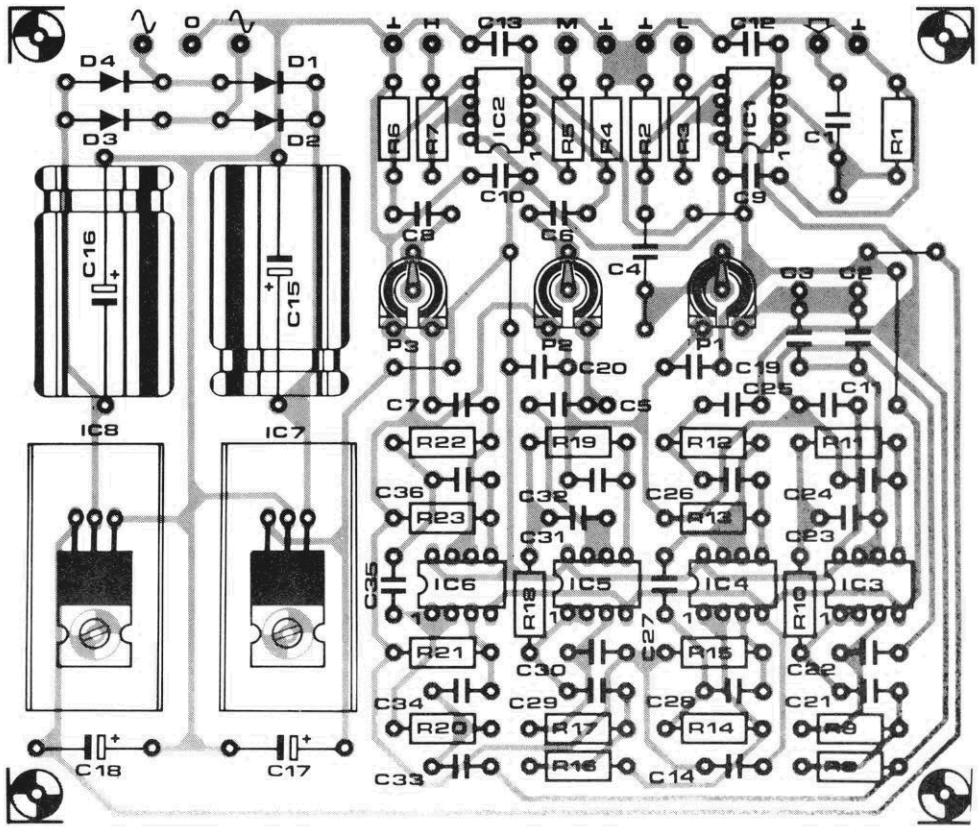


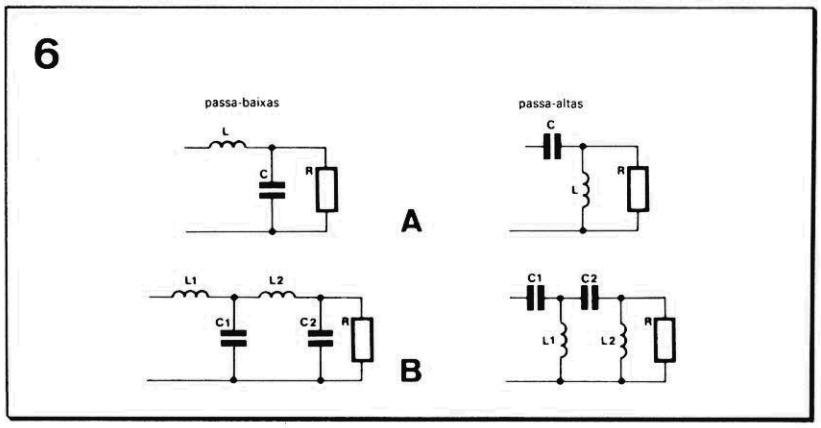
figura 5 — Placa de circuito impresso para montar o filtro da fig. 4.

para as 17 frequências mais prováveis). Observe que os valores da segunda tabela não foram deliberadamente arredondados para os valores comerciais mais próximos, a fim de dar maior liberdade ao montador.

As seções podem ainda ser modificadas para uma atenuação de 12 dB/8ª, desde que A6, A8, A10 e A12 sejam também usados como reforçadores; nesse caso, os resistores R10, R11, R18 e R19, assim como os capacitores C27, C28, C35 e C36 devem ser substituídos por pontes de fio, ao passo que R14, R15, R22, R23, C23, C24, C31 e C32 são simplesmente omitidos. Por fim, o sistema pode ser adaptado para duas vias, bastando eliminar toda a seção de médios, com exceção de A3, que fica no mesmo encapsulamento de A4.

Caso a atenuação seja alterada para 12 dB/8ª, as conexões com um dos alto-falantes devem ser invertidas, porque nesse caso a defasagem é de 180° na frequência de transição. Num sistema de 3 vias, isto deve ser feito no falante de médios; nos de 2 vias, no falante de agudos.

Apenas a título informativo, representamos na figura 6 as versões passivas do filtro Linkwitz, para 12 e 24 dB/oitava, tanto passa-altas como passa-baixas. Na prática, os componentes devem ter valores tão próximos quanto possível dos calculados, para que o filtro não se torne apenas um cruzamento entre os tipos Butterworth e Linkwitz. Com atenuação de 12 dB/8ª valem as mesmas regras da versão ativa: inverter as ligações do falante de médios (3 vias) ou de agudos (2 vias). Além disso, a impedância dos alto-falantes deve ser corrigida, de modo que seja ôhmica e constante na frequência de transição; veja como isto é feito consultando o artigo "Corrigindo a impedância dos alto-falantes", da Elektor nº 8 (março de 1987).



filtros Linkwitz

figura 6 — Redes Linkwitz passivas com atenuação de 12 (a) e 24 dB/oitava (b).

TABELA 2

passa-baixas — 12 dB/oitava

R = 5k6	
f (Hz)	$C_A = C_B$ (nF)
100	284
200	142
300	94.7
400	71.1
500	56.8
600	47.4
700	40.6
800	35.5
1,000	28.4
1,500	18.9
2,000	14.2
2,500	11.4
3,000	9.47
3,500	8.12
4,000	7.11
5,000	5.68
10,000	2.84

passa-baixas — 24 dB/oitava

R = 5k6		
f (Hz)	$C_A = C_C$ (nF)	$C_B = C_D$ (nF)
100	402	201
200	200	100
300	134	67
400	100.4	50.2
500	80.4	40.2
600	67	33.5
700	57.4	28.7
800	50.2	25.1
1,000	40.2	20.1
1,500	26.8	13.4
2,000	20	10
2,500	16.1	8.04
3,000	13.4	6.7
3,500	11.5	5.74
4,000	10.04	5.02
5,000	8.04	4.02
10,000	4.02	2.01

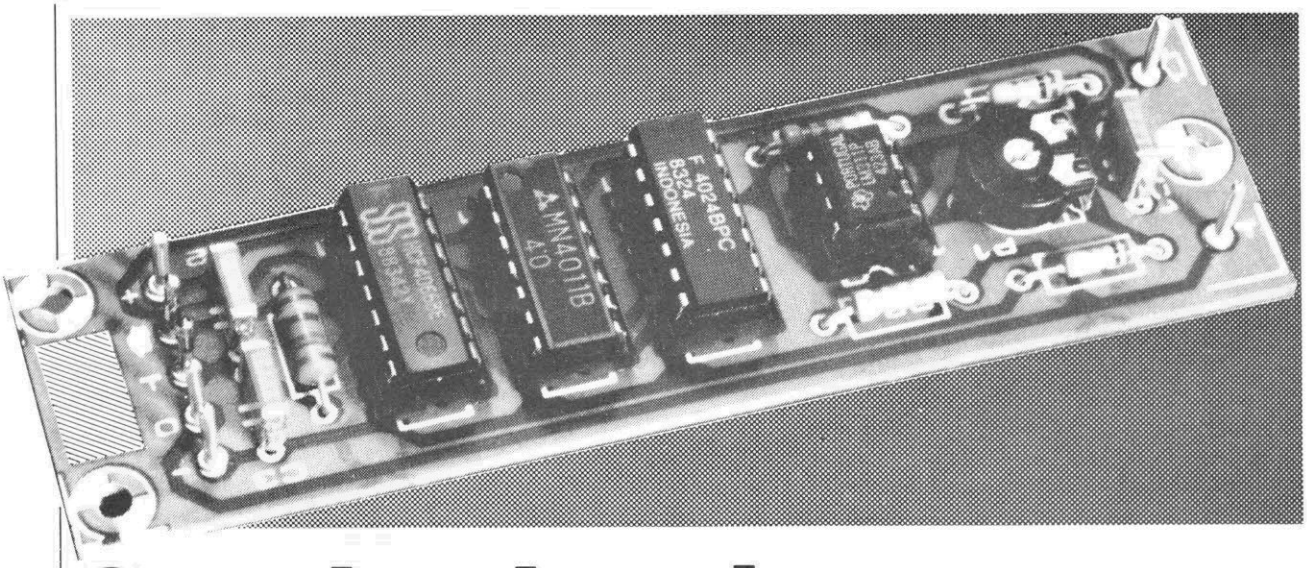
passa-altas — 12 dB/oitava

C = 4n7	
f (Hz)	$R_A = R_B$ (kΩ)
100	339
200	169
300	113
400	84.7
500	67.7
600	56.4
700	48.4
800	42.3
1,000	33.9
1,500	22.6
2,000	16.9
2,500	13.5
3,000	11.3
3,500	9.68
4,000	8.47
5,000	6.77
10,000	3.39

passa-altas — 24 dB/oitava

C = 4n7		
f (Hz)	$R_A = R_C$ (kΩ)	$R_B = R_D$ (kΩ)
100	239	478
200	120	240
300	79.8	159.6
400	59.9	119.8
500	47.9	95.8
600	39.9	79.8
700	34.2	68.4
800	29.9	59.8
1,000	23.9	47.8
1,500	16	32
2,000	12	24
2,500	9.58	19.16
3,000	7.98	15.96
3,500	6.84	13.68
4,000	5.99	11.98
5,000	4.79	9.58
10,000	2.39	4.78

A salva (ou *burst*, em inglês) é um sinal de teste muito utilizado na engenharia de áudio, mais especificamente na análise de alto-falantes, e consiste de uma seqüência de senóides bruscamente ativadas e interrompidas. Pelo fato de se adaptar a qualquer oscilador senoidal existente, este circuito é mais um útil acessório para o Gerador de Funções do nº 4.



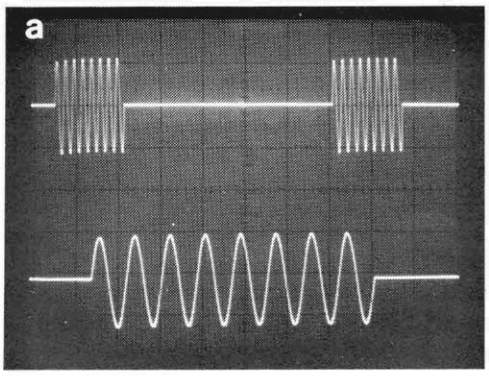
Gerador de salvas para áudio

A foto da figura 1a foi tirada de um osciloscópio que mostrava sequências de 8 ciclos senoidais intercaladas com 24 períodos equivalentes de ausência de sinal. É importante observar, além disso, que o sinal é sempre ativado e desativado numa passagem por zero. A análise de Fourier demonstra que o sinal completo, denominado salva de áudio (ou *tone burst*, em inglês), contém múltiplos e submúltiplos inteiros da senóide fundamental.

Na prática, esse sinal pode ser considerado a combinação de uma senóide contínua com um sinal pulsado — o que permite avaliar dois parâmetros distintos de um sistema: a resposta senoidal e o comportamento em relação à comutação. É bastante proveitoso, por exemplo, testar filtros de áudio com a salva, que fornece uma nova visão do funcionamento e qualidade dos mesmos.

Mas a salva é usada principalmente no teste de alto-falantes. Um sinal desse tipo e um microfone de medição permitem uma observação precisa das vibrações do diafragma. Mas esse método também facilita a medição da faixa dinâmica dos falan-

1



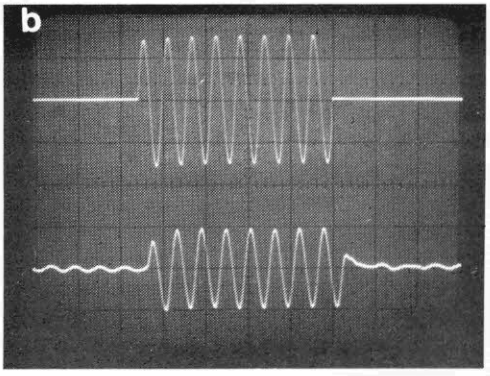


figura 1a — Aspecto típico de uma salva de áudio: no alto, o sinal completo; embaixo, apenas a senóide ampliada.
figura 1b — Teste por salva na prática: no alto o sinal e embaixo sua reprodução por um bom falante de médios.

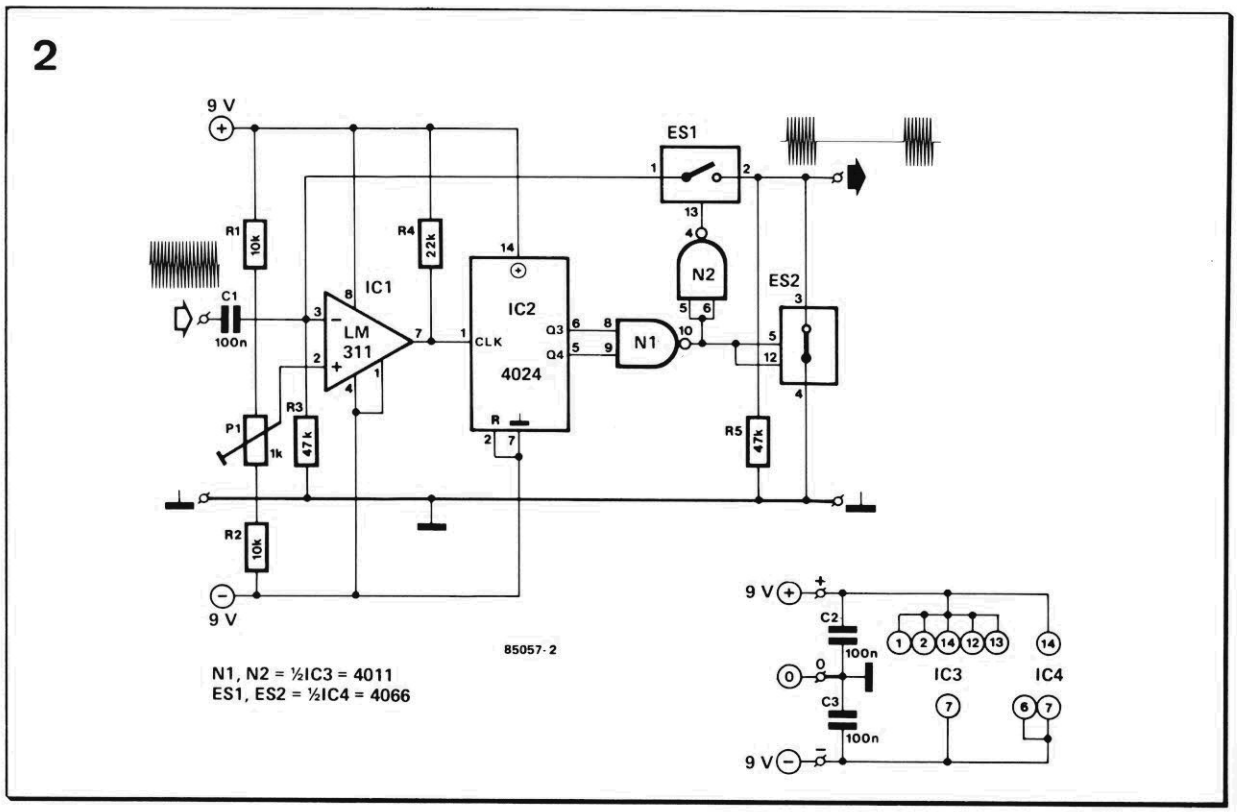


figura 2 — Esquema completo do gerador de salvas.

tes, ou seja, da região em que seu cone reage linearmente à tensão aplicada. Esse tipo de teste, aliás, pode se revelar bastante arriscado sem a salva, já que a energia aplicada pode ser elevada o suficiente para "queimar" o alto-falante. Com ela, porém, esse perigo não existe, pois a energia é aplicada à bobina de voz somente durante curtos períodos de tempo.

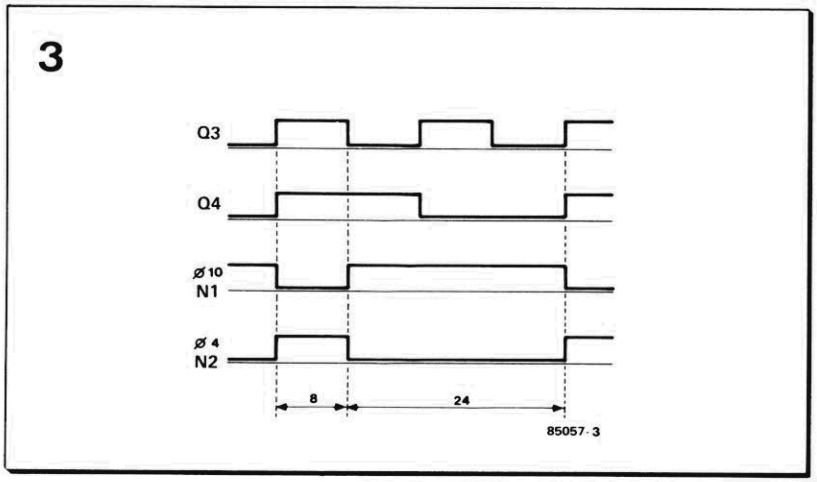


figura 3 — Diagrama de tempos de vários sinais do circuito.

Descrição do circuito

As senóides, é claro, devem ser produzidas por algum aparelho à parte, tal como o Gerador de Funções Elektor, por exemplo. O circuito propriamente dito, que aparece na figura 2, monitora continuamente a passagem do sinal pelo zero e utiliza essa informação para determinar se a senóide deve ou não passar à saída. Esse tipo de implementação satisfaz dois requisitos básicos: a salva começa e termina sempre em uma passagem por zero; e o número de períodos é constante, independentemente da frequência da senóide.

O estágio de entrada (IC1) compara a tensão de entrada com o potencial presente no cursor de P1. Ele libera um sinal retangular, com frequência idêntica ao de entrada. O *offset* do operacional e as assimetrias da alimentação podem ser compensados por intermédio do trimpot P1; e o resistor de 22 k ligado entre a saída de IC1 e a linha de 9 V (R4) é necessário devido à saída em coletor aberto do LM 311.

Os pulsos são então aplicados à entrada de *clock* do contador IC2. O nível lógico na saída Q3 desse contador muda de estado a cada oitavo período, enquanto o de Q4 é alterado a cada 16 períodos. As duas saídas são aplicadas simultaneamente à porta NE N1, de modo que sua saída permanece em "1" durante 24 períodos e em "0" por 8 períodos; Esse sinal é depois invertido por N2. As formas de onda nos vários pontos citados estão relacionadas na figura 3.

As portas N1 e N2 vão excitar duas chaves eletrônicas (ES1 e ES2), que trabalham em oposição, já que os sinais de controle estão invertidos entre si. Dessa forma, sempre que ES1 está fechada (e ES2 aberta, portanto), o sinal de entrada alcança a saída. Mas quando ES1 abre, o sinal é interrompido, ao mesmo tempo em que ES2 aterra a saída do circuito. Os resistores R3 e R5 aseguram que as resistências de entrada e saída não sejam muito elevadas quando ES1 ou ES2 está aberta.

Lista de componentes

Resistores
R1,R2- 10 k
R3,R5- 47 k
R4- 22 k
P1- trimpot de 1 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1...C3- 100 nF

Semicondutores
IC1- LM311
IC2- 4024
IC3- 4011
IC4- 4066

Diversos
Placa nº 85057

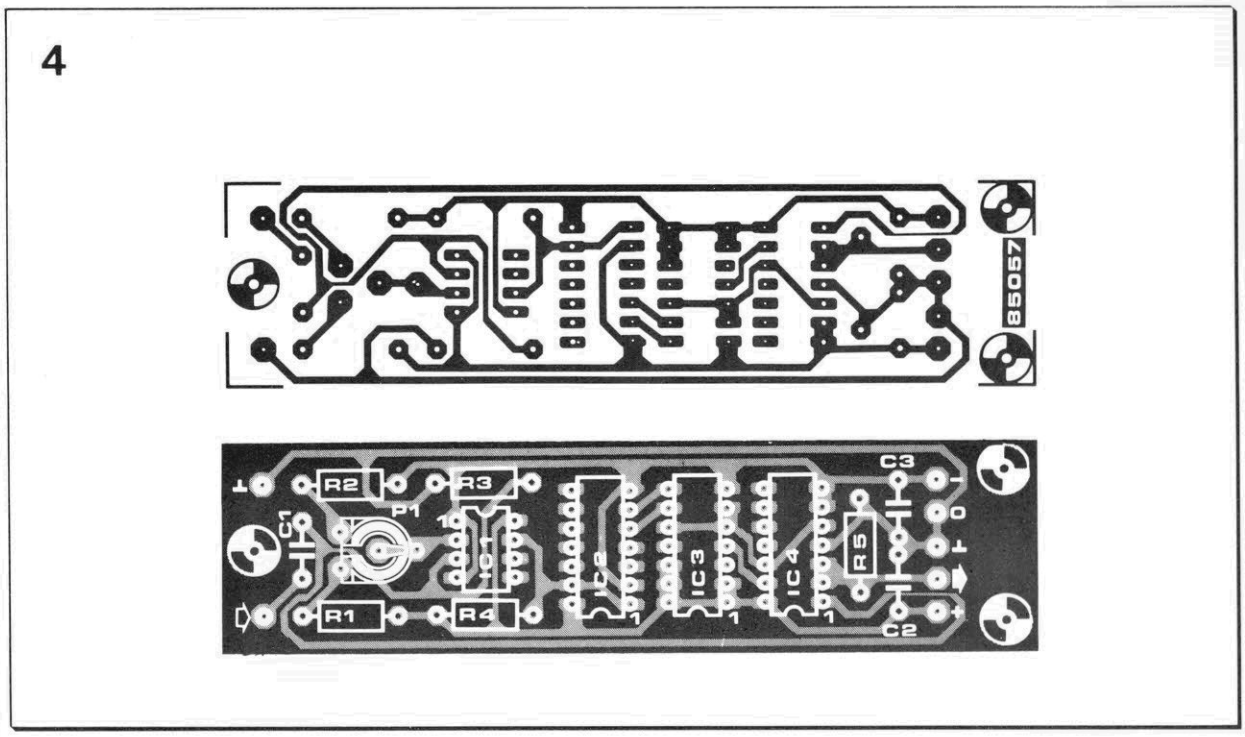


figura 4 — Placa impressa do gerador, vista pelos dois lados, em tamanho natural.

O circuito pede uma alimentação simétrica de ±9 V bem regulada, mas com uma corrente de apenas 5 mA. É importante que o valor da fonte não exceda os +9 e -9 V, já que os integrados CMOS suportam no máximo 18 V de tensão.

Montando e ajustando

O gerador de salvas ficará mais compacto e apresentável se montado na placa sugerida na figura 4. O único ajuste necessário é o de P1, para o que é preciso dispor de um osciloscópio. Basta ligar o gerador a uma fonte de ±9 V, a um gerador senoidal e ao osciloscópio; em seguida, comuta-se o gerador para uma saída de 1 Vpp, com a frequência de 1 kHz. Calibra-se então P1 até que o último ciclo senoidal seja desativado exatamente na passagem pelo zero. Se ele for interrompido cedo demais, isto será visível na tela sob a forma de uma linha vertical; e se ultrapassar o ponto de nulo, a senóide irá continuar por mais algum tempo para cima. Uma vez ajustado corretamente esse ponto, o circuito vai também acionar o sinal na passagem pelo zero.

Repare que o capacitor C1 tem a função de bloquear qualquer componente contínuo de tensão que possa estar presente na saída do gerador senoidal. Ao trabalhar com frequências de salva inferiores a 100 Hz, convém elevar o valor desse capacitor para 1 μF. A relação sinal/ausência de 8:24 estipulada para o circuito, por fim, pode ser alterada acoplando-se diferentes saídas de IC2 à porta N1; assim, por exemplo, obtém-se uma relação de 8:8 desligando o pino 5 do contador (Q4) do pino 9 de N1 e ligando este último a +9 V.

O desenvolvimento do laser, desde seu surgimento, no começo da década de 60, foi simplesmente assombroso. Em pouco mais de 25 anos ele se tornou virtualmente indispensável nas mais variadas aplicações, tal como comunicação por fibras óticas, cirurgias, discos musicais e armamentos. Este artigo é ao mesmo tempo uma retrospectiva e um apanhado do estágio atual dessa tecnologia

Laser: tipos e aplicações

Os primeiros lasers surgiram em 60/61, quando três cientistas dos Laboratórios Bell anunciaram o tipo de hélio-neônio, logo em seguida ao de rubi, que foi inventado por um pesquisador da *Hughes Aircraft*. Pouco mais de um ano depois surgia o laser a semicondutor, desenvolvido mais ou menos simultaneamente nos EUA e na Inglaterra. Atualmente, pode-se obter o efeito laser a partir de inúmeros compostos e substâncias, cada qual com potência, comprimento de onda e aplicações específicas. Mas antes de analisar os principais tipos de laser existentes, vamos repassar brevemente seu princípio físico.

Fundamentos

Todo átomo pode ser representado pelo modelo de Bohr, como o de hidrogênio ilustrado na figura 1. Nesse caso, Bohr considerou um elétron de carga -e e massa m, orbitando com velocidade v e aceleração v^2/r ao redor de um núcleo com carga +e. Segundo a Física clássica, as cargas submetidas a aceleração emitem radiação e tenderiam, portanto, a perder energia; nesse caso, os elétrons iriam cair "em parafuso" para o núcleo e o átomo entraria em colapso.

Bohr sugeriu então que nas órbitas em que o momento angular é um múltiplo (n) de $h/2\pi$, a energia é constante. No início dos anos 20, de Broglie propôs que o elétron fosse considerado, em comportamento, como uma onda de comprimento $\lambda = h/p$, onde "h" é a constante de Planck ($= 4{,}14 \times 10^{15}$ eVs) e "p" é o momento do elétron em deslocamento.

Admitindo que o elétron possa se comportar como uma onda, deve ser possível então "instalar" uma série de comprimentos de onda em órbita do núcleo. Nesse caso, é gerado um sistema de ondas estacionárias e a energia das ondas é confinada ao interior do átomo. Se houverem "n" ondas em órbita e "λ" for o comprimento de onda, vamos ter

$$n\lambda = 2\pi r$$

de modo que

$$\lambda = 2\pi r/n = h/p = h/mv$$

de onde se deduz que

$$mvr = nh/2\pi$$

Isto demonstra que o termo "mvr", momento angular do elétron, é um múltiplo enésimo de $h/2\pi$.

Voltando à figura 1, o elétron que circula ao redor do núcleo possui energia cinética, devido ao seu deslocamento, e energia potencial no campo eletrostático da carga nuclear +e. Bohr calculou a energia total do elétron (E) em termos de sua carga, do raio orbital da massa e do

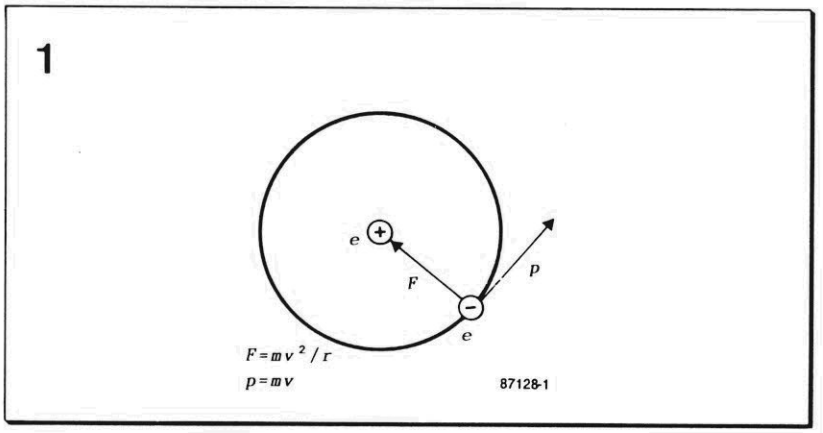


figura 1 — Modelo de Bohr para um átomo de hidrogênio.

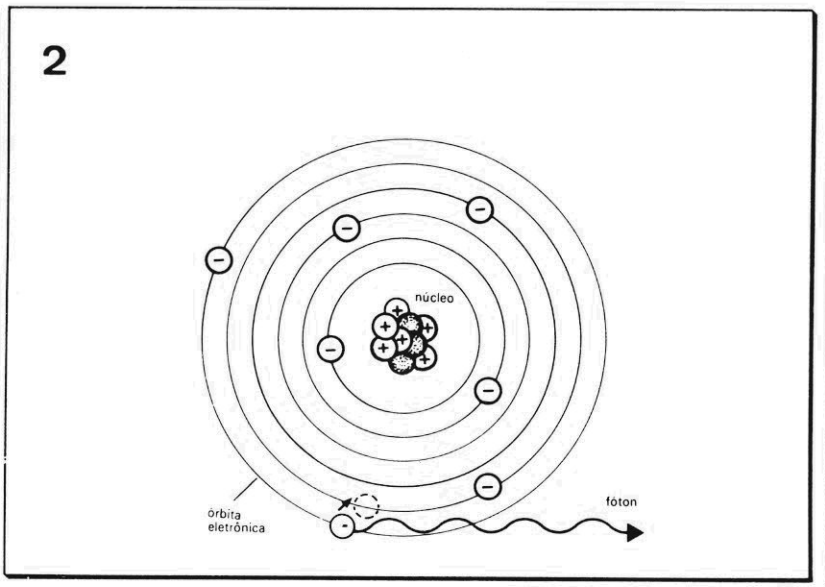


figura 2 — Modelo de um átomo com vários elétrons. Sempre que um deles pula para um nível inferior de energia, um fóton é liberado.

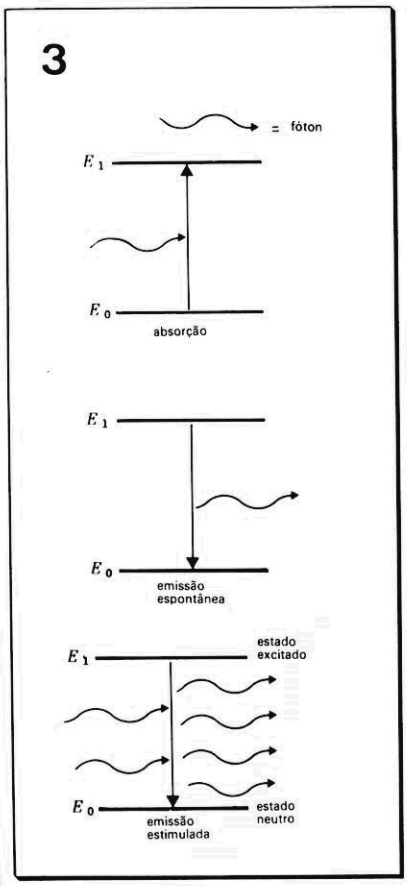


figura 3 — As três maneiras pelas quais um átomo pode interagir com um fóton.

número n, que quantifica o momento angular. Ele assumiu então que o elétron é capaz de passar de um nível de energia para outro.

Assim, por exemplo, se o elétron pula do nível E3, correspondente a n = n3, para E2 (onde n = n2), a diferença de energia é liberada como irradiação de energia hv - onde "h" é a constante de Planck e "v" é a frequência de irradiação. Portanto,

$$E_3 - E_2 = h\nu = hc/\lambda$$

na qual λ é o comprimento de onda da irradiação e "c" é a velocidade da luz no vácuo.

Embora a teoria de Bohr sobre o átomo de hidrogênio fosse incapaz de prever os níveis de energia em átomos com vários elétrons, suas idéias fundamentais permanecem válidas. Assim, por exemplo, o momento angular do elétron tem valores quânticos, ao passo que os níveis de energia em um átomo exibem apenas valores discretos (E0, E1, E2... E∞), sem possibilidade de níveis intermediários. O mais baixo desses níveis, EO, é conhecido como **estado neutro**; todos os sistemas físicos podem ser considerados estáveis quando se encontram nesse estado.

Mas assim que um átomo absorve energia a ponto de atingir um de seus níveis discretos, tal como E1, diz-se que ele passa para o **estado excitado**. Uma vez excitado para um nível superior de energia En qualquer, porém, o átomo vai tentar reduzir essa energia — e a perda será de En-E0, caso o átomo reverta novamente para o estado neutro. Essa energia é irradiada sob a forma eletromagnética, ou seja, quanta de energia hv (veja a figura 2), que recebem o nome de **fótons**. A frequência dos fótons está situada na faixa entre 5 nm e 10 μm. Pode-se deduzir então que

$$h\nu = E_n - E_0.$$

Os átomos podem interagir com os fótons de três maneiras distintas: **absorção, emissão espontânea** e **emissão estimulada** (veja a figura 3). Caso um átomo absorva um fóton de energia hv e a diferença entre os níveis de energia nesse átomo seja igual a hv, o fóton vai elevar o nível de energia do mesmo. No caso da emissão espontânea, um átomo em nível 3, por exemplo, pode emitir um fóton hv por sua própria conta, passando assim para o nível 2. E na emissão estimulada, um átomo em nível 2 pode ser estimulado a emitir um fóton hv pela interação com outro fóton de mesma energia.

Na ausência de fótons com energia En-EO em um sistema de átomos com nível En acima do estado neutro, esses átomos permanecem estáveis. Se forem introduzidos, porém, alguns fótons de energia En-EO, EO, eles irão estimular imediatamente a emissão de uma série de fótons do mesmo tipo. Isso tende a elevar o número de fótons no sistema, que por sua vez vão estimular a emissão de outros fótons. Ocorre assim um **efeito avalanche**, que resulta em todos os átomos do sistema liberando rapidamente seus fótons (veja a figura 4). Esse é o

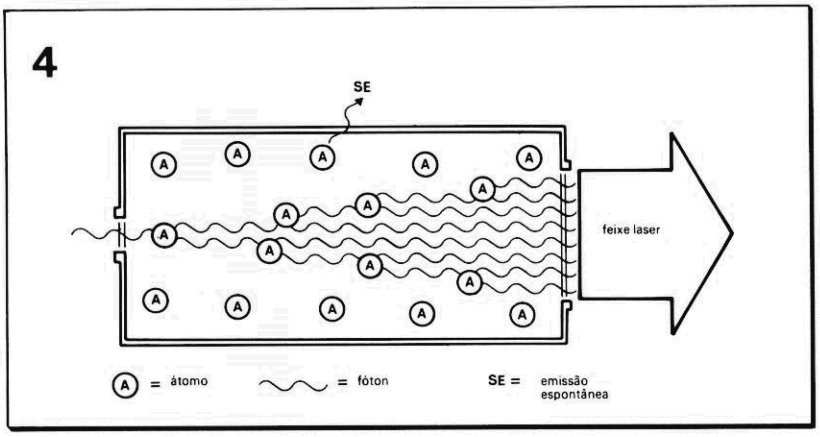


figura 4 — Ilustração do efeito avalanche resultante da introdução de um ou mais fótons em um sistema de átomos.

TABELA 1

tipo de laser	pressão	eficiência	potência	comprimento de onda
He-Ne	0,1 a 25 mbar	0,01 — 0,5%	0,1 — 10 W	632,8 nm 1,15 μm 3,39 μm
CO_2	1,3 bar	10 — 30%	10 — 100 kW	9,6-10,6 μm
XE_2	30 bar	30%		200 nm
corante		10 — 15%	0,1 — 10 W	
Cr^{3+}		1%	1000 W +	694,3 nm
Nd/YAG		1%	1 — 500 W	1,06 μm
GaAs			0,1 — 0,5 W (pulsado: 1 kW +)	900 nm

tabela 1 — Alguns tipos de laser e suas características.

processo conhecido por ação laser *(Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation)*.

Em um sistema de átomos equilibrado termicamente, o número de átomos no estado neutro é muito superior ao dos que se encontram em níveis maiores de energia. É o que se costuma chamar de população normal de átomos. Num sistema desses, considerando uma temperatura T, os números n1 e n2 de átomos em dois níveis sucessivos (E1 e E2) são relacionados entre si pela fórmula de Boltzmann (na qual a letra k é a constante de Boltzmann, que equivale a $-1{,}38 \times 10^{-23}$ JK^{-1}):

$$n_2 = n_1 \exp[-(E_2 - E_1)/kT]$$

A partir dessa fórmula pode-se deduzir que, à temperatura ambiente (T = 300 K), n2 é consideravelmente menor que n1 — ou seja, prevalece a população normal. Se for possível fazer n2 > n1, irá ocorrer uma inversão de população, permitindo ativar a ação laser.

A saída de um laser pode ser contínua, como normalmente se verifica nos tipos a gás, ou pulsada, a exemplo dos tipos de estado sólido. Na tabela 1 podemos ver reunidos alguns tipos de laser, juntamente com parte de suas características.

Os lasers de três níveis

Hoje em dia, os principais lasers de estado sólido são os de rubi (Cr^{3+}) e os de neodímio/ítrio-silicato de alumínio (Nd/YAG). O laser de rubi exibe três níveis (E2 > E1 > EO), com um decaimento rápido entre os níveis 2 e 1 e um decaimento lento entre 1 e 0. A figura 5 ilustra uma implementação típica para esse tipo de laser.

O rubi propriamento dito consiste em uma pequena concentração de íons de Cr^{3+} em uma estrutura cristalina de Al_2O_3. Sempre que uma tensão elevada é aplicada ao tubo de *flash*, os íons são excitados (ou bombeados) por fótons com 550 nm de comprimento de onda (ou seja, da região de luz verde) e uma energia equivalente a E2-EO (veja a figura 6). Os íons excitados decaem espontaneamente ao nível inferior E1, emitindo por sua vez fótons com uma energia de E2-E1.

O estado de energia E1 exibe a característica especial de possuir uma elevada probabilidade de emissão estimulada e uma probabilidade reduzida de emissão espontânea. Em consequência, costuma estar preenchido com muito mais íons que o estado neutro EO — o que ocasiona uma inversão de população entre os dois níveis, ou seja, uma ação laser com emissão de luz vermelha (λ = 694,3 nm).

5

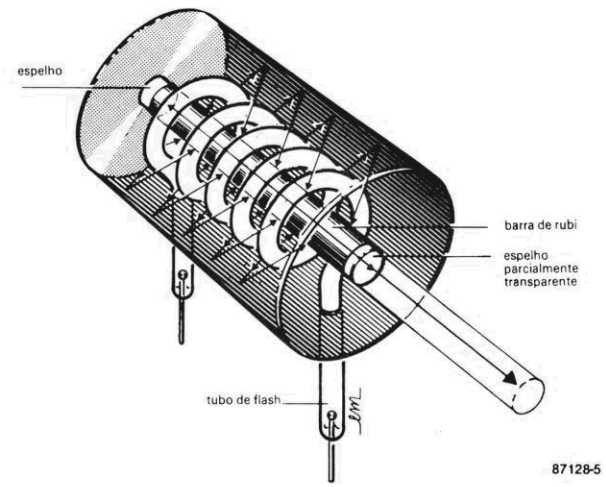


figura 5 — Visão artística da estrutura de um laser de rubi.

6

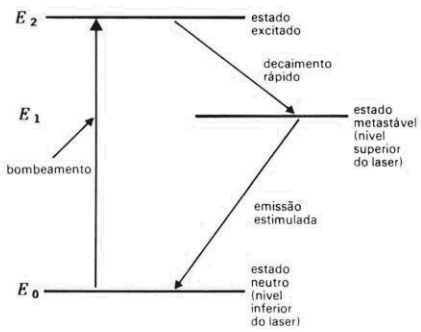


figura 6 — Operação simplificada de um laser de três níveis.

7

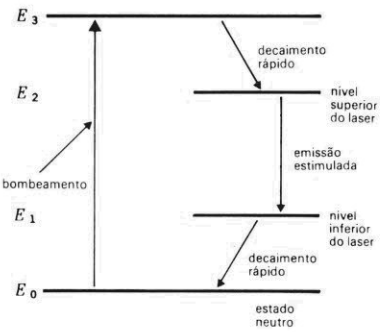


figura 7 — Operação simplificada de um laser de quatro níveis.

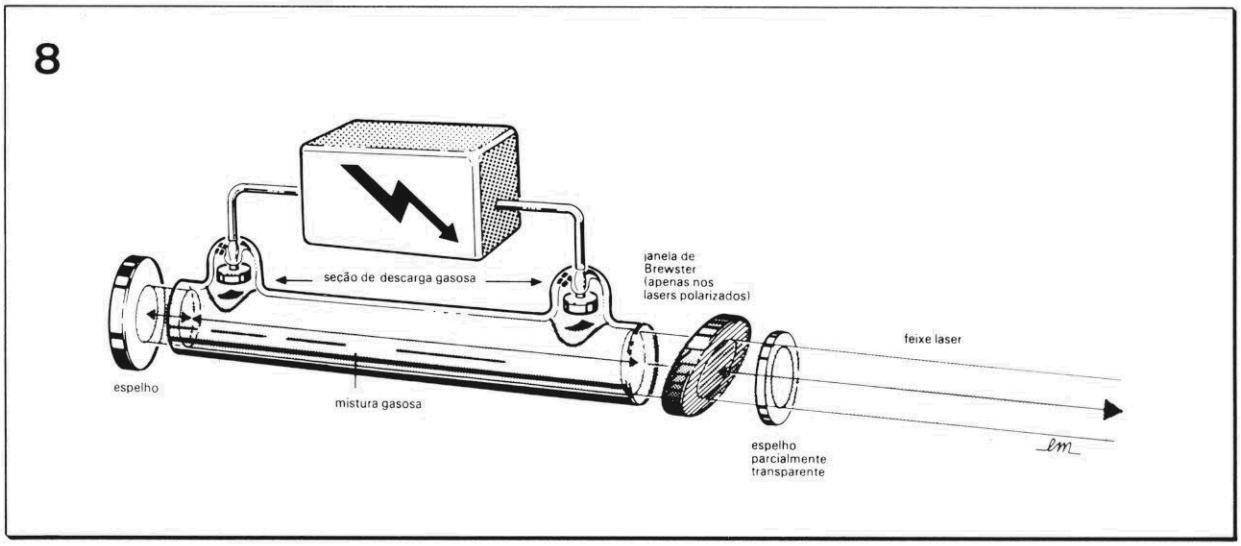


figura 8 — Visão artística da estrutura de um laser He-Ne.

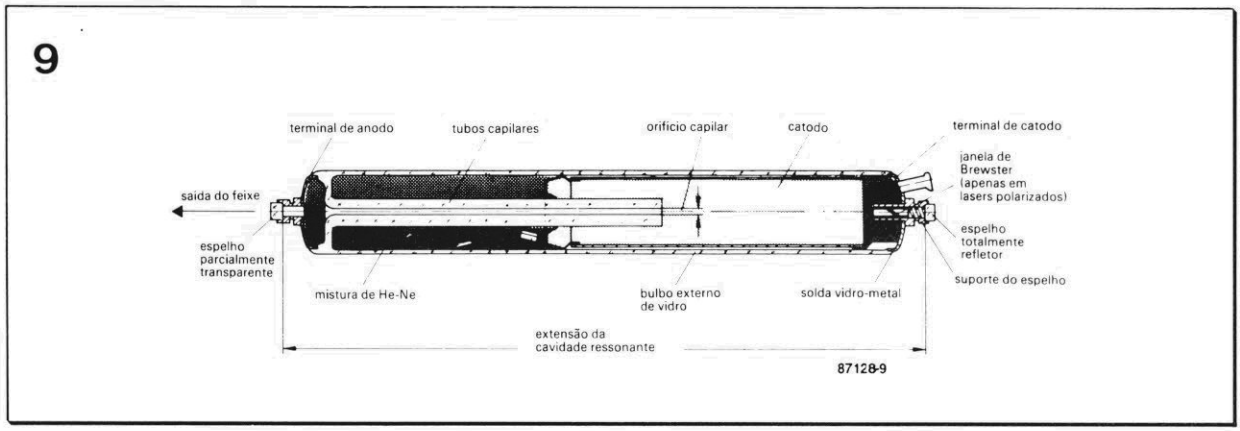


figura 9 — Visão em corte de um laser He-Ne (cortesia Siemens).

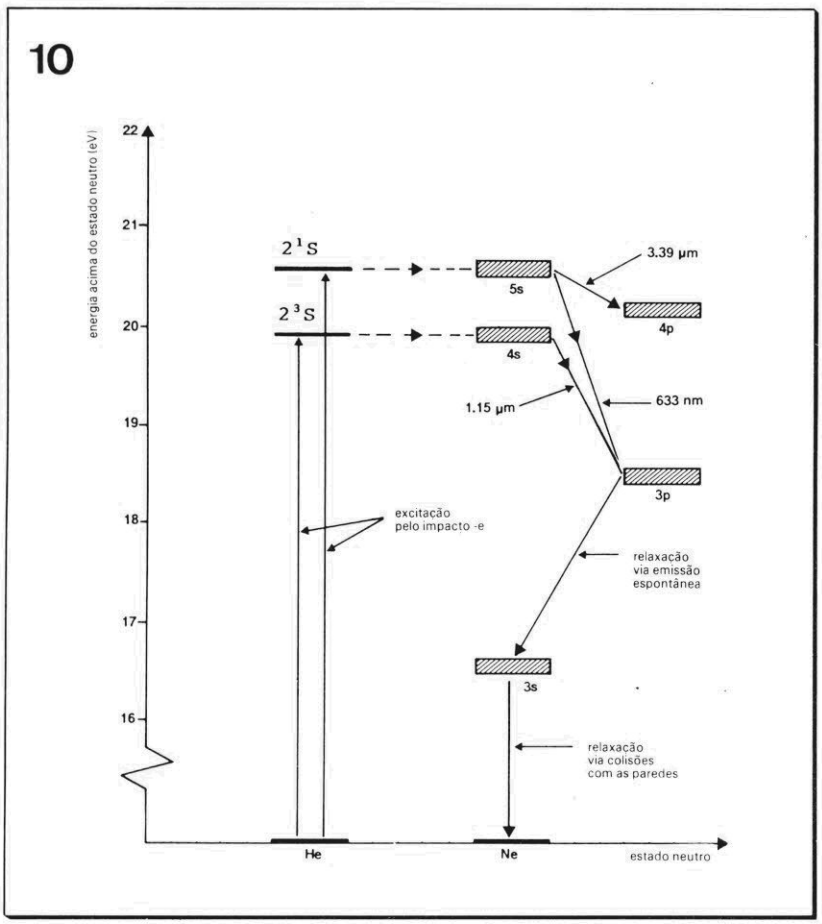


figura 10 — Representação esquemática da operação de um laser a hélio-neônio.

Lasers de quatro níveis

Com exceção de alguns casos, como no laser de rubi, é difícil produzir uma inversão de população entre um estado excitado e o neutro, porque a princípio todos os átomos provavelmente se encontram no estado neutro — exigindo então que mais da metade desses átomos seja bombeada para o nível 2, antes que uma inversão de população seja obtida. Pode-se dispor de um método mais simples com os **lasers de 4 níveis**, nos quais a inversão de população é gerada entre dois níveis excitados (veja a figura 7).

Inicialmente, todos os átomos encontram-se no estado neutro E0 e nenhum deles nos estados excitados 1, 2 e 3 (E1 < E2 < E3). Costuma-se escolher o nível 3 porque apresenta um decaimento rápido para o nível 2 e porque o bombeamento entre os níveis 0 e 3 produz de imediato uma inversão populacional entre os níveis 2 e 1. À medida que o nível 2 vai sendo

preenchido pela emissão estimulada na frequência de (E2-E1)/h, a inversão de população tende a diminuir. Para minimizar esse efeito, escolhe-se o nível 1, que exibe um decaimento rápido para o estado neutro.

Os lasers a gás são bons exemplos de sistemas multiníveis, que podem ser bombeados por descargas elétricas, ao invés de radiação incidente. Um modelo importante é o laser He-Ne, no qual o material ativo é uma mistura dos gases hélio e neônio, mantidos sob baixa pressão em um longo tubo de quartzo com espelhos oticamente planos nas extremidades (figura 8). Dois terminais próximos a essas extremidades permitem aplicar potenciais elevados, que provocam descargas na mistura gasosa. A estrutura típica desse tipo de laser pode ser vista na figura 9.

Sob uma descarga elétrica, os átomos de hélio são elevados aos níveis metastáveis 2^1S e 2^3S, como ilustra a figura 10. Ao colidir com esses átomos, os átomos de neônio são excitados para o nível 3, dando origem assim a uma inversão de população seguida pela ação laser, como já foi explicado. O comprimento de onda da luz emitida depende da refletividade dos espelhos entre os quais está situado o gás. A oscilação vai ocorrer no comprimento de onda em que essa refletividade é máxima; no caso da figura 10, um valor típico é de 633 nm, correspondendo à luz vermelha. Além do feixe principal, dois outros são produzidos, um deles em 3,39 μm e o outro em 1,15 μm (veja a tabela 1); ambos são suprimidos pela ação de filtragem dos espelhos.

Explicando a simbologia da figura 10, a letra maiúscula S é um código associado com o valor do número quântico total referente ao momento angular orbital dos elétrons. Quanto às letras minúsculas "s" e "p", são utilizadas na chamada **notação espectroscópica**, na qual o valor do número quântico do momento angular orbital está indicada. Os expoentes colocados à esquerda do S fornecem o valor de 2S + 1, ou multiplicidade — que equivale a 1 nos estados

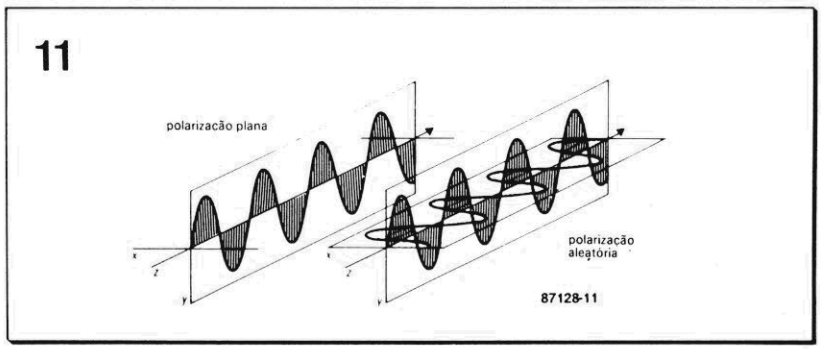


figura 11 — Embora a luz possa ser polarizada aleatoriamente, certas aplicações do laser exigem a polarização linear.

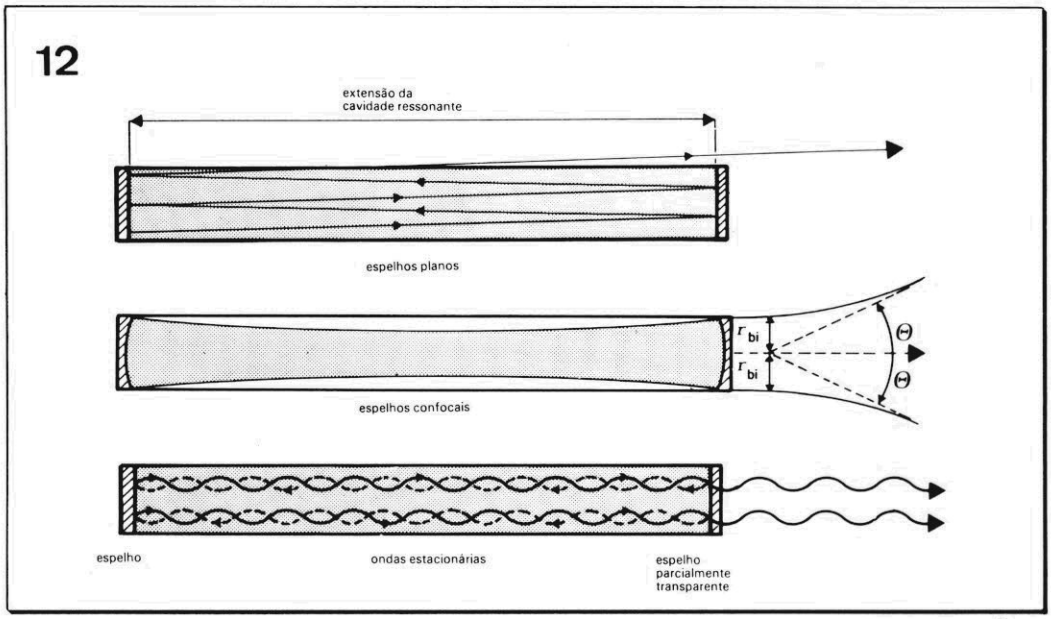


figura 12 — É essencial a formação de ondas estacionárias entre os espelhos colocados nas extremidades da cavidade ressonante. O formato desses espelhos afeta a eficiência do laser.

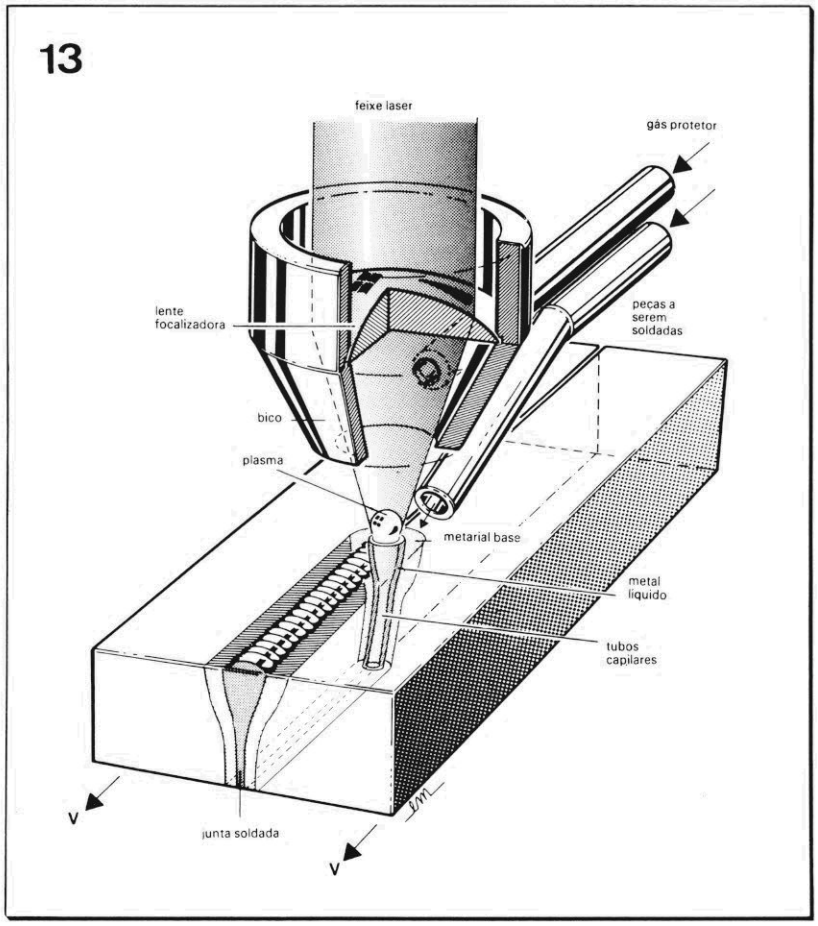


figura 13 — Ilustração do funcionamento de um laser de CO_2 em soldagem industrial.

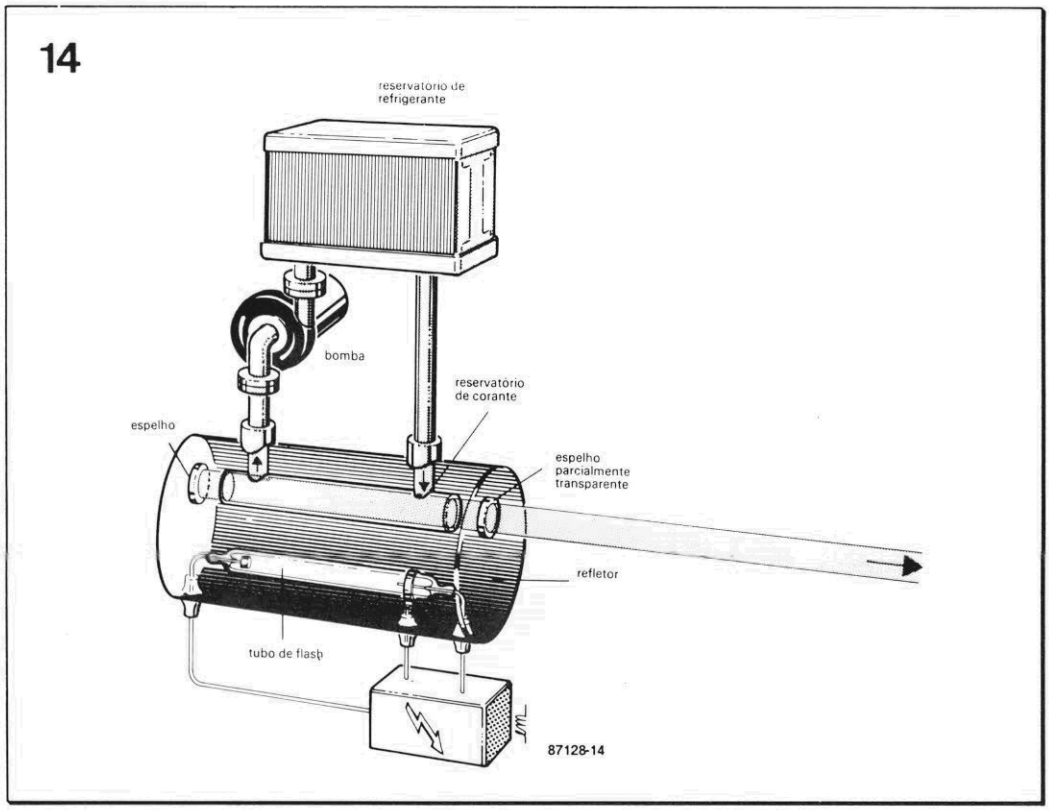


figura 14 — Visão artística de um laser de corante.

simples (S = O) e a 3 nos estados triplos de energia (S = 1).

Polarizando a luz do laser

Embora a luz do laser seja coerente, já que todos os fótons (ou ondas) encontram-se em fase, a polarização é aleatória (figura 11). Para linearizar a polarização, emprega-se uma janela de Brewster semelhante à da figura 9. Essa "janela" não passa de um disco de vidro plano (veja a figura 8), colocado no ângulo de Brewster em relação à luz incidente, para garantir que só um determinado comprimento de onda possa atravessá-lo.

A chamada Lei de Brewster estabelece que quando a luz atinge uma superfície de vidro com um ângulo de incidência dado pela $tg^{-1}(n)$ (onde "n" é o índice de refração), a luz refletida resulta planamente polarizada. Nesse ângulo de incidência, o raio refratado forma um ângulo de 90° com o raio refletido.

A cavidade de ressonância

O emissor de luz laser é instalado entre dois espelhos paralelos, de modo que os fótons possam ser refletidos de um lado para outro inúmeras vezes, resultando na formação de uma grande densidade fotônica através do efeito avalanche. É preciso, obviamente, que um dos espelhos seja parcialmente transparente, de modo que uma parte da luz possa sair do tubo e ser utilizada.

Os espelhos podem ser planos ou curvos, conforme mostra a figura 12. Quando se utiliza espelhos do tipo plano, parte da emissão pode ser refletida de forma espúria para fora do sistema. Essas perdas devem ser restritas ao mínimo valor possível, pois as reflexões devem exceder os 99% de eficiência. Utilizando espelhos confocais, obtém-se um feixe perfeitamente paralelo no interior da cavidade ressonante; a pequena divergência existente na saída é corrigida por meio de lentes colimadoras.

Espalhamento do feixe

Muitos tubos de laser trazem impresso o valor do raio de seu feixe interno (r_{bi}), a partir do qual é possível calcular o diâmetro do feixe (Dx) a uma distância m:

$$D_x = 2\theta m$$

onde 2Θ, o ângulo de espalhamento, equivale a $\lambda/\pi r_{bi}$ e λ é o comprimento de onda da luz laser.

Assim, por exemplo, se um laser He-Ne operando a um comprimento de onda de 633 nm possuir um feixe interno com raio de 0,375 mm, o diâmetro do feixe a uma distância de 100 m será de:

$$D_{100} = 2\theta m = 2m\lambda/\pi r_{bi}$$

$$= 2 \times 100 \times 633 \times 10^{-9} / 3.142 \times 375 \times 10^{-6} = 107.5 \text{ mm.}$$

Tipos e aplicações

Como o desenvolvimento dos lasers prossegue em ritmo acelerado, vamos fornecer apenas um breve apanhado do estado tecnológico de cada um deles:

— Laser de He-Ne: devido ao seu nível reduzido de saída (0,1 a 10 mW), ele é mais adequado a laboratórios e técnicas de medição, além de aplicações médicas. Seus comprimentos de onda são de 632,8 nm, 1,15 μm e 3,39 μm.

— Laser de argônio: com saídas de até 35 W, é frequentemente usado em medicina, mais especificamente em fotocoagulação. Sua luz verde-azulada (488 e 514,5 nm) é absorvida seletivamente pela hemoglobina e melanina. Sua principal aplicação, contudo, encontra-se na área da cirurgia ocular.

— Laser de dióxido de carbono (CO_2): operando na região do infravermelho (9,6 a 10,6 μm), são encontrados principalmente em aplicações industriais, tais como têmpera, perfuração, soldagem, envelhecimento e refinação. O uso de um laser de CO_2 em soldagem industrial pode ser visto na figura 13.

— Laser de corante: é operado por pulsos e bombeado por uma lâmpada xenon (veja a figura 14) ou por um feixe pulsado de outro laser. Pode-se sintonizar continuamente esse tipo de laser tornando giratória a retícula que forma uma das extremidades da cavidade ressonante. Com seu feixe estreito e ampla gama de freqüências, o laser de corante (*dye laser*, em inglês) é o ideal para a espectroscopia e para a indústria química.

— **Laser de estado sólido**: de aplicação quase universal em técnicas de medição, desde a velocidade de veículos motorizados até a distância exata entre Terra e Lua. Várias dessas técnicas são variantes de pesquisas militares. O único laser de estado sólido empregado na área médica é o de Nd/YAG; graças à sua elevada potência de saída (mais de 100 W contínuos) e operação no infravermelho (0,9 a 1,35 μm), ele é adequado para operações em tecidos moles — como, por exemplo, na remoção de tumores do esôfago.

Os lasers de estado sólido são capazes de produzir pulsos de altíssima potência; já foi registrado um valor de 100 TW (10^{14} W) em pulsos de 2 ns. Esses níveis enormes de potência são aplicados em programas de defesa estratégica e nas pesquisas de fusão nuclear. O diâmetro do feixe de saída desses lasers precisa ser artificialmente aumentado para cerca de 1 metro, a fim de evitar a vaporização das lentes.

— **Laser de semicondutor**: também conhecido por **laser de injeção**, baseia-se no fato de que é possível obter uma inversão de população de elétrons aplicando-se uma tensão sobre a junção PN de GaAs (arsenieto de gálio) dopado. Os lasers a semicondutor podem operar desde as proximidades do ultravioleta até o infravermelho e são de capital importância nas comunicações, nas memórias óticas e nos toca-discos CD. Na comunicação por fibras óticas, por exemplo, eles atingem taxas de transmissão de até 1400 Mb/s. Sem o diodo laser, com suas pequenas dimensões, teria sido impossível desenvolver os modernos toca-discos e, mais recentemente, o CDV (ou disco compacto de vídeo). Na figura 15 podemos ver a concepção artística de um laser de GaAs.

— **Laser excimer**: pode ser considerado a ponta de lança da pesquisa sobre lasers, utilizando haletos de gases raros diatômicos como material ativo; produz surtos intensos de luz ultravioleta, que encontram aplicação nas mais diversas áreas. Será visto com mais detalhes na próxima edição de Elektor.

A figura 16, por fim, apresenta um gráfico que mostra a divisão do mercado mundial de lasers, de acordo com a área de aplicação. observe que as maiores fatias foram reservadas justamente para pesquisa e desenvolvimento (20%) e processamento de materiais (20%). Em segundo lugar vêm empatados os setores de comunicações, medicina e militar, com 15%.

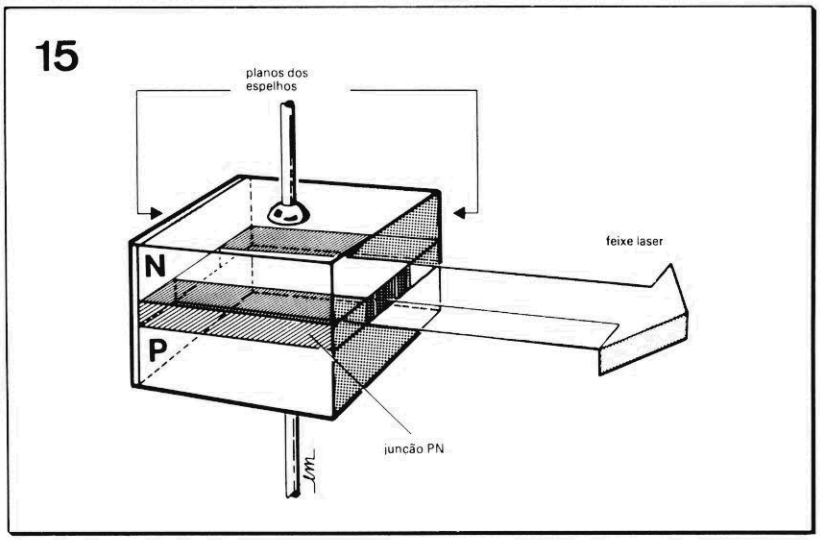


figura 15 — Laser semicondutor (emitido por um diodo de GaAs).

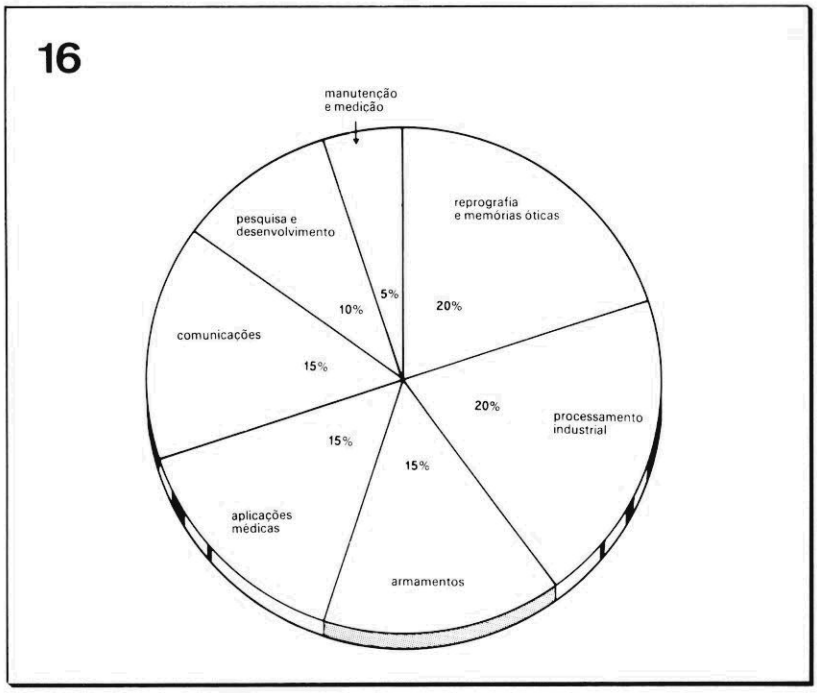


figura 16 — Divisão do mercado mundial de lasers em 1986.

Referências

Advanced Level Physics — M. Nelkon e P. Parker

Optics and its uses — G. F. Lothian

Physics Atoms and Molecules — B. H. Bransden e C. J. Joachain

Quantum Physics of Atoms, Molecules, Solids, Nuclei and Particles — Robert Eisber e Robert Resnick

Physics — David Halliday e Robert Resnick

Fundamental University Physics — Marcelo Alonso e Edward J. Finn

Na próxima edição: *uma série brasileira inédita sobre cada um dos tipos de laser abordados nesta matéria. Não perca!*

Sempre que um amplificador operacional é usado em circuitos com realimentação negativa, sua resposta em frequência requer uma "compensação", que pode ser interna ou externa. Sem ela, o circuito pode se comportar inadequadamente, chegando até a oscilar. Saiba as razões dessa compensação e veja como melhorar a resposta de certos operacionais com uma rede externa de resistores e capacitores

Compensação de frequência nos operacionais

Por que os amplificadores operacionais exigem tal compensação? A história toda começa com a constatação de que capacitâncias parasitas do próprio operacional provocam uma atenuação mais ou menos brusca, após um certo valor elevado de frequência, em sua resposta de "malha aberta" (ou seja, sem realimentação). Isto foi ilustrado pela linha cheia da figura 1 — que representa a resposta sem qualquer "compensação".

Note que essa curva está dividida por assíntotas, decaindo a 6 dB/oitava (ou 20 dB/década) acima de f1, a 12 dB/oitava após o segundo ponto de transição (f2) e até a 18 dB/oitava, quando existe um terceiro ponto de transição (f3). O ganho em malha aberta é constante entre CC e f1, fixado no valor A_{OL}.

Mas a figura 1 mostra também o ganho desejado em malha fechada, isto é, com a realimentação operando (A_{CL}, em decibéis). Caso a inclinação da resposta em malha aberta ultrapasse os 12 dB/8ª, na intersecção da linha horizontal correspondente a A_{CL}, a realimentação real começa a tornar-se positiva, já que a defesagem total terá excedido 180°. Com os valores assumidos nesse exemplo, o operacional estaria por sua própria conta, a essas alturas.

A única forma de se "amortecer" suficientemente o ganho em malha aberta, antes que a defasagem no CI exceda os 180°, consiste na atenuação de alta frequência — mas iniciada num ponto adequado, de modo que a intersecção entre as respostas em malha aberta e malha fechada ocorra na área de 6 dB/8ª. Uma rede escalonada com resposta plana após f1 (linha cheia da figura 2) é o truque usual, nesses casos, resultando na curva tracejada da figura 1. Na prática, o ganho fica abaixo do nível que iria provocar oscilação, caso a realimentação se torne positiva, em um ponto onde ainda existe 90° de margem na defasagem.

Hoje em dia, muitos operacionais integrados já com com uma compensação de frequência embutida. Eles utilizam um

1

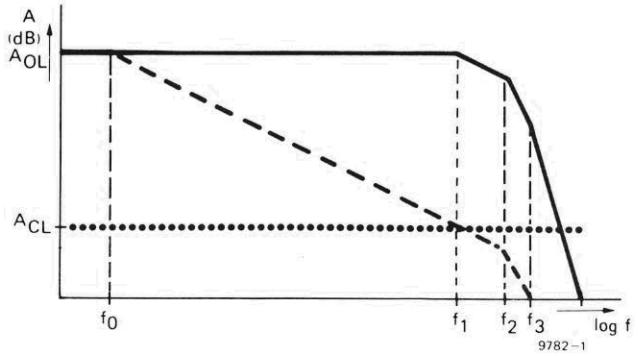


figura 1 — A linha cheia representa a resposta em freqüência do operacional sem "compensação", enquanto a tracejada refere-se à resposta já compensada (ou atenuada). No ponto de intersecção com a reta pontilhada horizontal, correspondente a A_{CL}, (o chamado "ganho em malha fechada", ou seja, amplificação obtida com a realimentação operando), essa curva de resposta decai a 6 dB/8ª (20 dB/década) e o sistema mostra-se incondicionalmente estável.

capacitor interno que desloca uma das atenuações "naturais" para frequências tão baixas, a ponto de fazê-la dominar a resposta — gerando automaticamente a curva tracejada da figura 1. O mais conhecido exemplo dessa técnica talvez seja o nosso velho 741. Os modelos que devem trabalhar com uma compensação externa são acompanhados pelas informações necessárias, nos manuais dos fabricantes, uma vez conhecidos os valores de ganho em malha aberta, margem de defasagem, etc. Na maior parte das aplicações, essas instruções preferem "errar" pelo lado mais seguro.

Compensando externamente

Concluída a revisão sobre os princípios básicos da compen-

compensação de frequência...

2

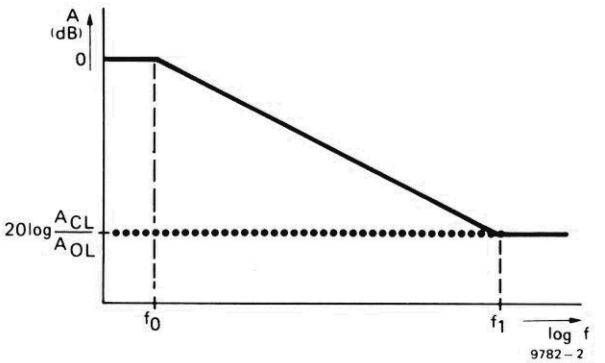


figura 2 — A compensação conhecida como "rede escalonada" faz com que a linha cheia da fig. 1 imite a resposta "compensada" (linha tracejada da mesma figura).

3A

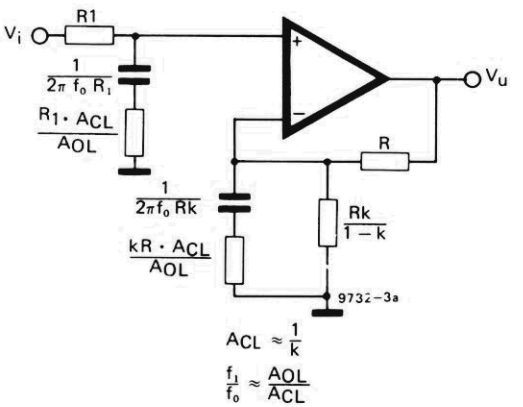
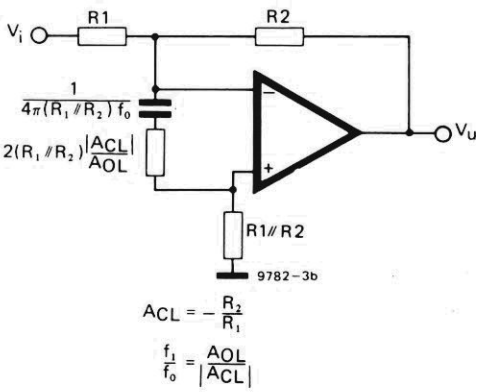


figura 3 — Circuitos básicos e fórmulas de projeto para se obter uma compensação aperfeiçoada em amplificadores não inversores (a) e inversores (b). Eles são válidos, obviamente, apenas para os velhos operacionais que pedem compensação externa, tal como o LM709.

3B



sação de frequência, é hora de analisá-la mais detidamente — no interior do próprio CI, de preferência. Para isso, será mais conveniente assumir uma estrutura tradicional para os operacionais, formada pelo estágio de entrada diferencial, por um segundo estágio com ganho e por um estágio de saída com ganho unitário e banda larga (normalmente, com realimentação local e polarizado em classe B). A constante de tempo de atenuação costuma ser inserida entre os dois primeiros estágios, ou então sob a forma de uma rede integradora Miller no segundo estágio.

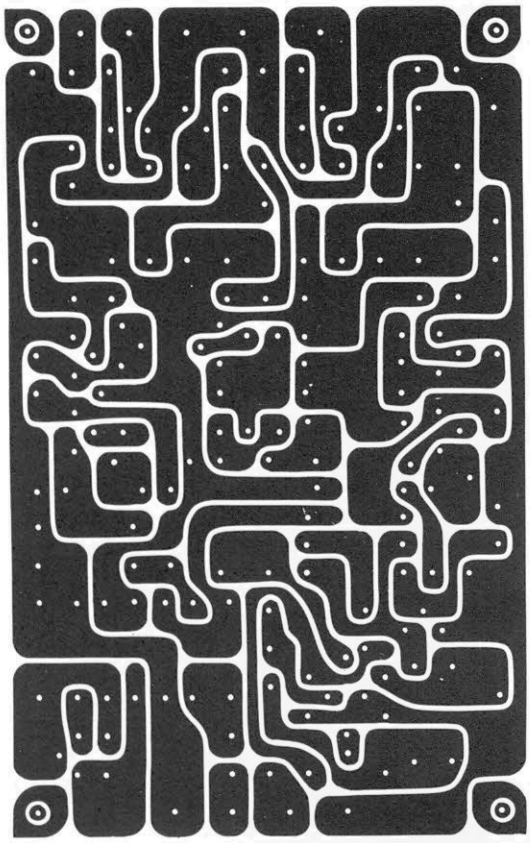
Não é difícil perceber que um operacional com a resposta tracejada da figura 1, obtida às custas de um segundo estágio "lento", terá seu estágio de entrada progressivamente solicitado depois de f1, devido à realimentação enfraquecida (6 dB/8ª acima de f1 e 12 dB/8ª acima de f2). Existe, então, o claro perigo de que sinais de amplitude elevada e variação rápida possam saturar momentaneamente o primeiro estágio, nas partes mais abruptas da forma de onda — o que costuma ser na passagem pelos pontos nulos. Isto resulta em surtos de elevada distorção, conhecida como Intermodulação por Transientes ou TIM (veja a 1ª parte do artigo *Equin* — Elektor nº 5, novembro de 86, pág. 53).

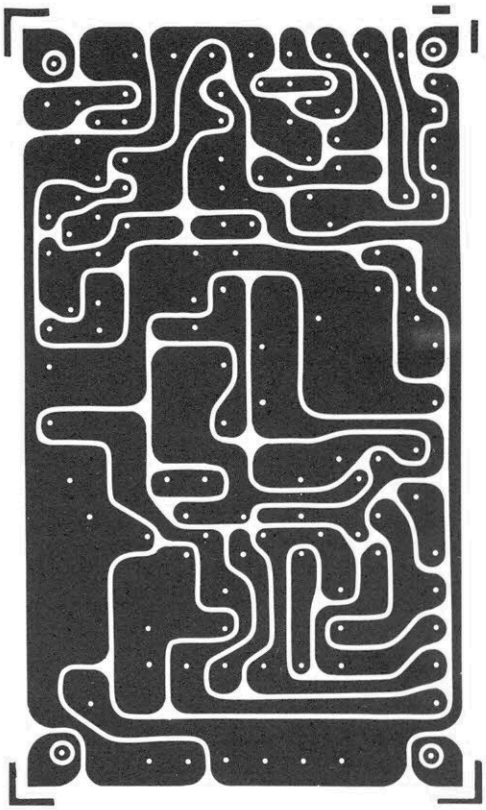
A solução desse problema reside em inserir a compensação na própria entrada do amplificador. A figura 3a mostra como isso é feito num amplificador não inversor e a figura 3b, num inversor, além de regras para se determinar o valor dos resistores e capacitores requeridos.

Certos operacionais, porém, não se comportam como esperado quando nada é ligado aos seus pinos de compensação; como nem sempre o motivo desse "mau comportamento" é aparente, não se pode fornecer regras genéricas para o caso. Um truque que geralmente funciona consiste em inserir, na posição normal de compensação, uma rede RC série que reduza em 6 dB (aproximadamente) o ganho em malha aberta, de uma só vez, em alguma frequência acima da maior entrada, mas bem abaixo de f1.

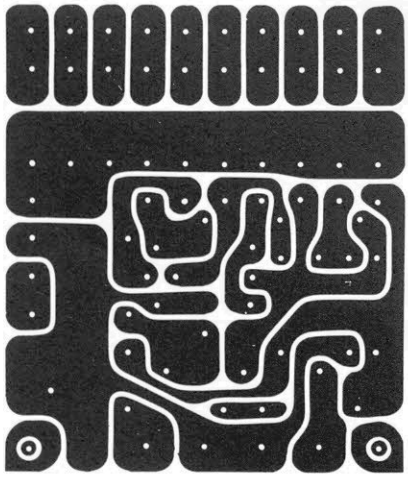
O acréscimo da compensação no primeiro estágio remove as causas da TIM e da limitação na velocidade de resposta (*slew rate*). Além disso, o nível de excitação desse estágio deixa de subir com a frequência, durante a parte inclinada da resposta em malha aberta. Há, porém, um preço a ser pago por esses benefícios: o ruído proveniente do primeiro estágio não é mais atenuado pela rede de compensação, pois recebe todo o ganho em malha aberta até f1. Por outro lado, o tipo de circuito em que a TIM representa um problema (onde níveis elevados estão presentes) não costuma ser propenso a ruídos. Ademais, a baixa impedância-fonte "vista" pelo estágio de entrada em altas frequências tende a reduzir seu nível de ruído, de um modo ou de outro.

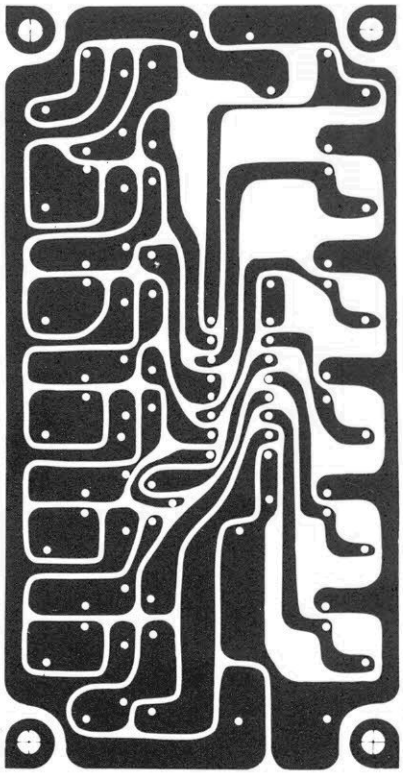
Estamos cientes de que não existem muitas possibilidades de se utilizar essas dicas práticas, hoje em dia, já que todos os operacionais dispõem de compensação interna. No entanto, é sempre bom estar informado de uma característica importante desses dispositivos; além disso, sempre pode aparecer um velho projeto de áudio para realizar, aproveitando aqueles LM709 da sucata... ◀

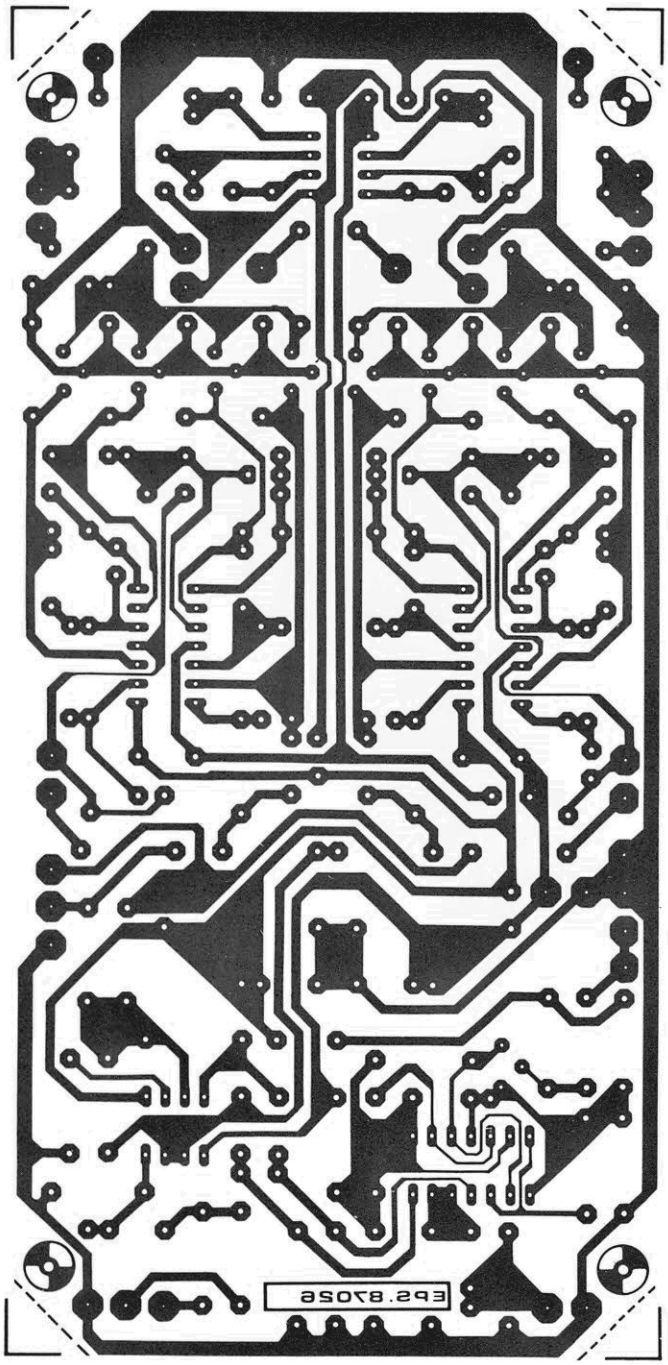




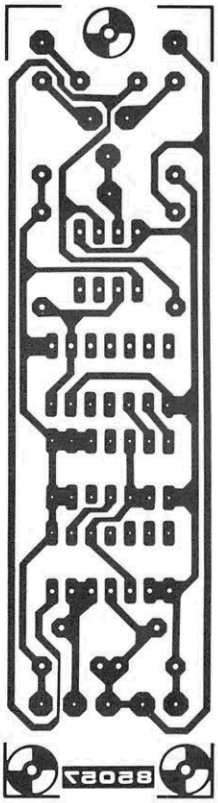
mini-percussão







biphaser



gerador
de salvas
p/ áudio

Em meados dos anos 70, a Philips holandesa lançava o videodisco, que viria a ser a base de uma nova tecnologia, nesta década. O videodisco se foi, vencido pelo videocassete, mas deu origem a uma versão de áudio, em escala menor e aperfeiçoada: é o CD ou disco compacto, abordado aqui em seus vários aspectos

Os discos compactos a laser

Com o incentivo da boa aceitação aos seus discos digitais com leitura por laser, a Philips sentiu que tinha em mãos um padrão mundial para substituir os LPs analógicos convencionais. Numa operação inteligente para garantir esse padrão, fez um acordo com a Sony para aperfeiçoá-lo. Assim, o primeiro toca-discos para CDs foi lançado no Japão, em fins de 1982; na Europa ele surgiu cerca de 6 meses depois. O sucesso do novo sistema pode ser evidenciado pela evolução dos preços nesse meio tempo: no mercado europeu, por exemplo, um toca-discos a laser custa hoje menos da metade de seu preço de lançamento (os discos, por outro lado, sofreram um reajuste de 20 a 40%).

1

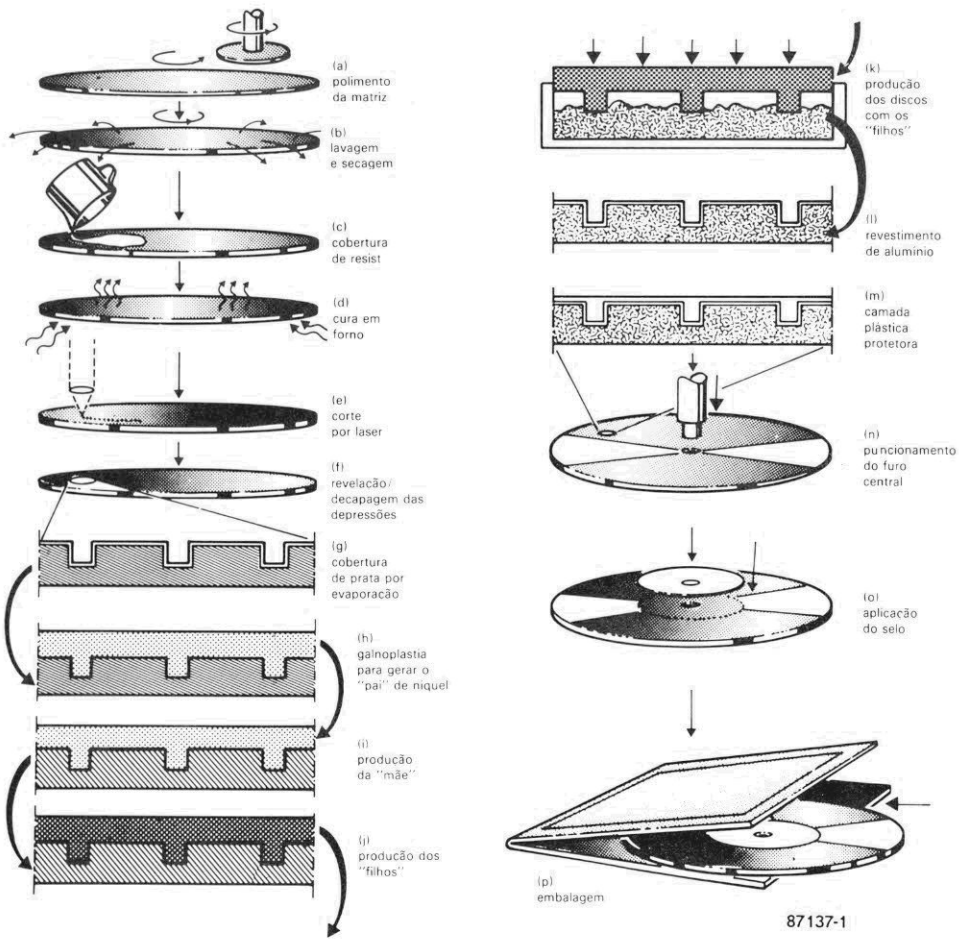


figura 1 — Algumas etapas da produção de um disco compacto.

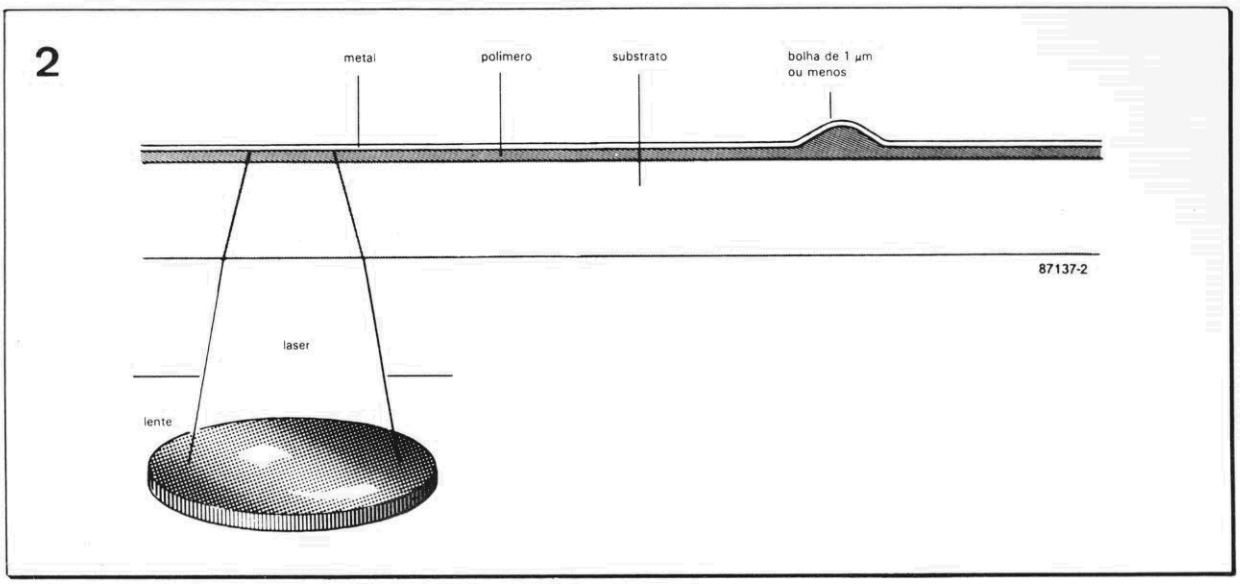


figura 2 — O laser de "corte" faz aparecer uma bolha no ponto em que atinge a superfície da matriz revestida.

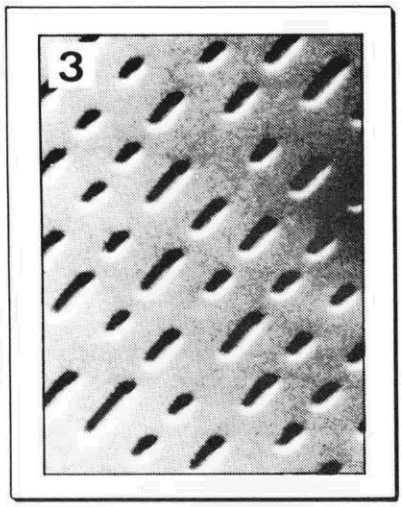


figura 3 — Superfície da matriz após os processos de revelação e decapagem.

As técnicas de produção

Tudo começa com uma matriz, que é um disco de vidro submetido a usinagem e polimento até atingir a qualidade ótica (veja a figura 1). Ele é depois recoberto com uma camada de "fotoresist", um verniz fotossensível cuja espessura é rigorosamente controlada. Esse revestimento vai para a "queima" em um forno especial, preparando assim o disco para o corte. O termo "corte" é incorreto, na verdade, já que a matriz é gravada fotograficamente; mas por causa dos inevitáveis paralelos com a produção dos discos de vinil, ele foi mantido.

O corte é então realizado por um laser de He-Ne (hélio-neônio) de operação contínua, que sofre modulação de intensidade pelo sinal de áudio, por intermédio de um modulador acústico. Na ausência de um sinal de áudio, a luz passa pelo modulador, mas com sinal ela sofre um espalhamento. Enquanto o disco gira, o laser percorre sua superfície do centro para a borda; durante esse processo, a rota-

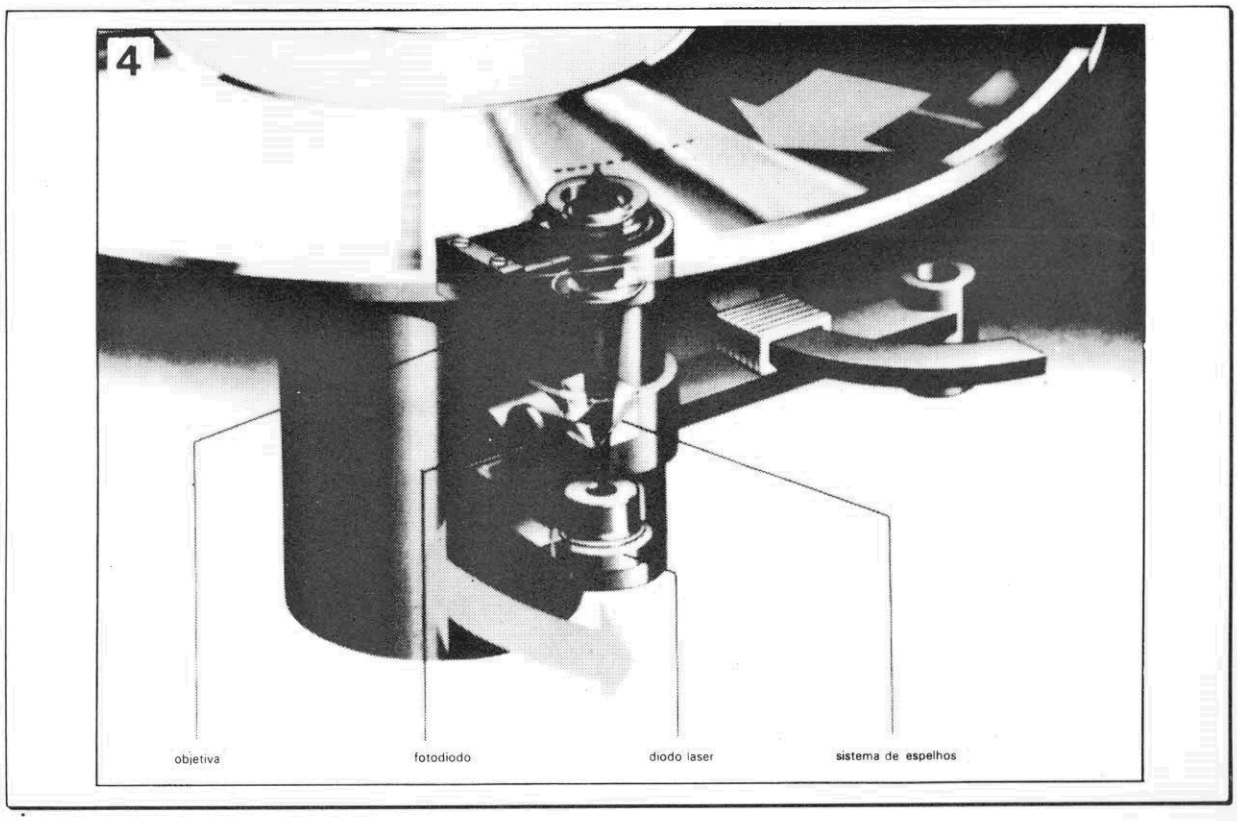


figura 4 — Estrutura típica de uma unidade de leitura por laser.

ção do disco é gradualmente reduzida, para assegurar que a velocidade do feixe sobre a matriz permaneça constante (figura 2).

A camada fotossensível é então revelada, quando as áreas encobertas são submetidas a um endurecimento. A decapagem posterior remove as áreas expostas, que tem o efeito de criar depressões na superfície fotossensível, como se vê na figura 3, que representam a versão digital do sinal de áudio.

Na etapa seguinte o disco recebe uma fina camada de prata, que o torna eletricamente condutor. Neste ponto já seria possível produzir, com a matriz, discos compactos em grande escala. Para preservá-la, porém, ela é usada para se fazer apenas algumas cópias em negativo, chamadas de "pai"; a partir delas obtém-se uma série de cópias positivas intermediárias (a "mãe"), que por sua vez geram vários "filhos" em negativo. Esse filhos são as "fôrmas" usadas para se estampar os discos que serão postos à venda; como há um número par de etapas, o produto final é idêntico à matriz.

O disco compacto é confeccionado em material acrílico com 1,2 mm de espessura, cujo nome de fábrica é *Perspex* ou *Makrolon*. Na superfície do lado que contém a informação de áudio é depositada uma fina camada de alumínio, seguida de um revestimento protetor de esmalte. A espessura do alumínio é da ordem de apenas 10 nm, ao passo que a do esmalte chega a 5...10 μm. Essa face do disco é denominada "lado do selo", por receber o selo de identificação impresso ou fixado.

A informação é lida no lado oposto, ou seja, através do material plástico transparente; o laser, portanto, "vê" as depressões como ressaltos. Na figura 4 está representada a típica estrutura de uma unidade captadora a laser.

Analisando o disco compacto

A figura 5 nos fornece uma vista lateral em corte do novo disco digital. A pista inicial contém toda a informação necessária referente ao material gravado; a superfície de gravação, com 33 mm de largura, contém cerca de 20 mil trilhas. Os dados digitais são definidos pela extensão das depressões e a distância entre elas. Essas depressões variam, em comprimento, de 833 nm a 3,56 μm; a largura e a profundidade são fixas, de 500 nm e 110 nm, respectivamente. A distância entre trilhas adjacentes é de 1,6 mm. Cada disco pode armazenar em torno de 7 x 10^9 bits — o que, com velocidade linear constante de 1,2 ms^{-1}, fornece um tempo máximo de reprodução de 74 minutos.

O *Perspex* com que é feita a base dos discos possui um índice de refração de 1,46. O diâmetro do feixe de laser é de 0,8 mm ao adentar esse material plástico, mas devido à refração ele é reduzido para 1,7 μm na superfície de gravação (figura 6). Esse diâmetro reduzidíssimo é uma das razões porque partículas de poeira com 0,5 mm, digamos, não afetam a reprodução dos discos compactos.

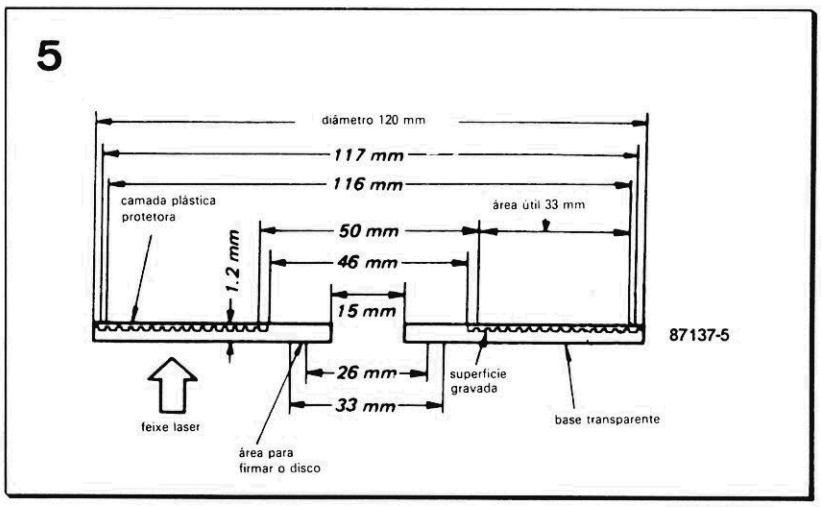


figura 5 — Estrutura de um CD visto em corte lateral.

Bits e depressões

A superfície refletiva de alumínio e as depressoẽs correspondem aos "uns" e "zeros" lógicos, respectivamente. Assim, procura-se fazer com que não haja reflexão alguma quando o laser é focalizado nas depressões; para isso, a profundidade das mesmas foi estipulada em $\lambda/4n$, onde λ é o comprimento de onda da luz laser e n é o índice de refração da base do disco.

Como o diâmetro do feixe é de 1,7 μm na superfície de gravação e a largura das depressões equivale a 0,5 μm, alguma luz sempre acaba refletida nas mesmas. Mas devido à relação existente entre a profundidade das depressões e o comprimento de onda do laser, há uma diferença de fase entre a luz refletida pelas depressões e aquela refletida pelo alumínio plano, que é de $2\lambda/4 = 180°$ (no caso ideal). Isto significa que, devido ao efeito de interferência entre os dois feixes refletidos, eles se cancelam mutuamente. Na prática, o cancelamento não é total, deixando sempre alguma luz para acionar o detector de focalização. A luz resultante da reflexão, portanto, é modulada de uma forma que depende da extensão das depressões.

O sistema ótico

O laser, o conjunto ótico e o detector ficam reunidos em uma mesma unidade, conforme se vê na figura 7. Os sistemas das lentes coletora e telescópica focalizam a luz que sai do diodo laser, enquanto os prismas corretores moldam-na em um feixe anular. Esse feixe é defletido por um espelho direcionador em direção a um divisor de feixe polarizador e a uma placa de 1/4 de onda — onde o plano de polarização é deslocado em 90°. Daí o feixe passa pela objetiva, indo atingir a superfície de gravação do CD. A luz refletida é obtida pela objetiva, alinhada em paralelo e em seguida alcança a placa de 1/4 de onda. O plano de polarização é novamente alterado de 90°, para depois entrar em ação o divisor de feixe, que orienta o feixe para o

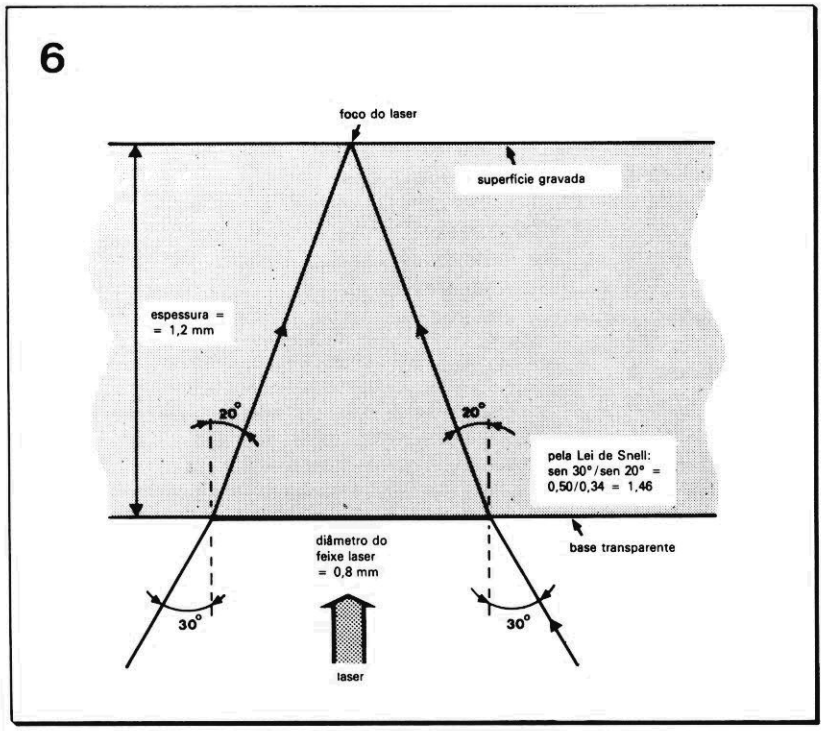


figura 6 — Focalização do laser sobre a superfície gravada do disco.

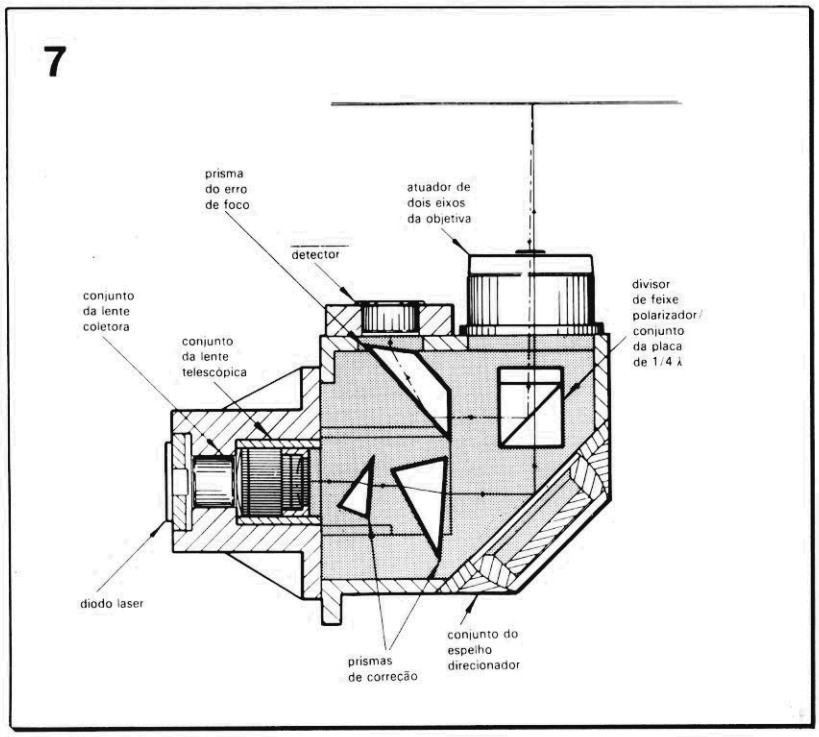


figura 7 — Vista em corte de uma típica unidade de leitura a laser.

prisma corretor e daí para o detector (ou fotossensor).

Na cabeça laser usada nos modelos da Sony, que pode ser vista na figura 8, o fotossensor é um tipo de 4 quadrantes. Essa cabeça emprega dois sensores adicionais para os pontos laterais do feixe. Sinais de controle provenientes desses sensores acionam então o sistema de dois eixos. Os sinais que devem ser enviados aos amplificadores de áudio, aos servo-sistemas e circuitos associados, no toca-discos, também são gerados na unidade fotossensora.

A frequência de amostragem

O ritmo com que se retira amostras do sinal de áudio deve ser maior que o dobro da frequência mais elevada do sinal. Levando em conta os requisitos contra a pseudo-amostragem, foi escolhido o padrão universal de 44,1 kHz. Em tempo: a pseudo-amostragem (ou *aliasing*, em inglês) é uma interferência que ocorre quando a frequência do sinal a ser amostrado é igual ou maior que a metade da frequência amostradora.

Desse modo, restringindo a frequência de amostragem a 44,1 kHz, a maior frequência do áudio deve ser apenas ligeiramente superior a 20 kHz. Embora muitos considerem esse valor satisfatório, outros o tacham de inaceitável; e como os fabricantes não têm condições de alterar a frequência de amostragem combinada, resolveram desenvolver uma técnica denominada "filtragem digital" ou "sobreamostragem".

Esse processo faz com que a frequência original de amostragem seja aparentemente dobrada ou até quadruplicada por meios eletrônicos. Assim sendo, em uma sobreamostragem dobrada, por exemplo, há 44100 amostras "reais" deixando o disco e um circuito eletrônico especial acrescenta mais uma em cada par, dando origem a um total de 88200 amostras. Essas amostras adicionais são uma "previsão" eletrônica do que elas realmente seriam, caso tivessem sido registradas no disco.

Na sobreamostragem quádrupla, o número de amostras previstas aumenta para três em cada par das verdadeiras. Em alguns toca-discos a laser cada 30 amostras são utilizadas para se prever um conjunto de 3 amostras "artificiais". É claro que o processo gera bits adcionais: um bit na versão dobrada e dois na quádrupla, que vão se somar aos 16 bits já entregues pelo disco. Infelizmente, porém, os circuitos processadores dos toca-discos não são capazes de lidar com palavras maiores de 16 bits; por ironia, parte da informação deve ser então descartada.

O mercado dos CDs

Existem, até o momento, cerca de uma dúzia de fabricantes de discos compactos no mundo ocidental e dois na União Soviética. A maioria deles é de renomados produtores de discos analógicos, com longa tradição

no mercado. O maior de todos é atualmente a PolyGram, uma subsidiária da própria Philips, com fábricas na Alemanha Federal e Inglaterra (e promessas de uma no Brasil, a médio prazo).

Mas a produção mundial ainda não passa, hoje em dia, dos 100 milhões de unidades por ano; considerando que o total dos toca-discos a laser em uso no ocidente beira os 20 milhões, a demanda continuará sendo maior que a oferta durante algum tempo, mantendo elevado o preço dos discos. Espera-se que somente daqui a um ano ou pouco mais a oferta estará regularizada, permitindo uma redução considerável de preços.

No que se refere à produção, há também o funil representado pela metalização com alumínio, vital para que os discos possam ser lidos pelo laser. Até recentemente, isto era feito em grandes câmaras capazes de alojar centenas de discos ao mesmo tempo; elas exigiam perto de 15 minutos para gerar vácuo e outros 10 para depositar o alumínio. Novas máquinas da empresa suiça Balzer, porém, vieram reduzir à metade o tempo gasto no processo, graças ao vácuo permanente em que são mantidas as câmaras de evaporação. Os discos são introduzidos por um dos lados, através de uma esteira rolante, e passam por uma série de compartimentos que geram um gradiente de pressão do nível atmosférico até o de vácuo e deste para o inicial novamente.

Apesar das rígidas condições de sala limpa em que os CDs são produzidos — todas as operações anteriores à aplicação do esmalte são efetuadas por robôs —, a taxa de rejeição ainda se mantém nos 10% ao longo de todo o processo de produção, que é considerada muito alta. Deve ser levado em conta, no entanto, que esse processo envolve nada menos que 60 etapas, desde a gravação da fita matriz até a embalagem, passando pelo disco matriz, galvanoplastia, estampagem, metalização e assim por diante.

Um aspecto interessante sobre a instalação de uma fábrica de CDs é o que se refere às fundações: é preferível que elas sejam feitas sobre rocha pura, já que seu movimento natural não ultrapassa uns poucos micra em frequências ultra-baixas. Essa rigorosa exigência de estabilidade torna-se óbvia quando se sabe que as dimensões das trilhas nos discos matrizes são inferiores a 1 mícron.

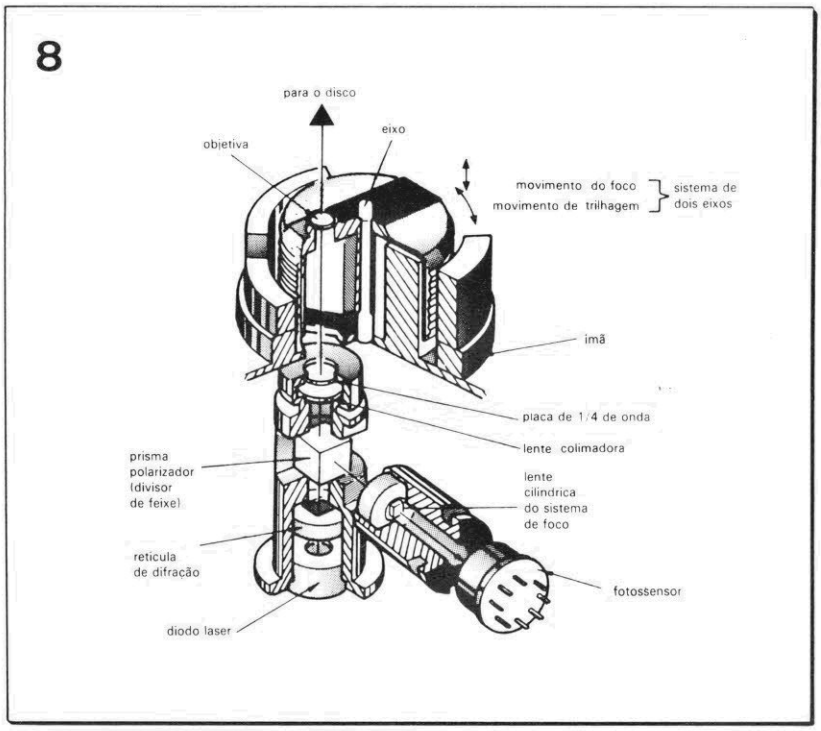


figura 8 — Unidade de leitura fabricada pela Sony.

O CD de vídeo

Em meados deste ano a Philips, a Sony e vários outros fabricantes japoneses anunciaram o toca-discos para CDVs, cuja comercialização deverá começar ainda em 87. Esses novos aparelhos aceitam tanto os discos compactos normais de áudio, como os novíssimos CDVs, que contêm 20 minutos de som e 5 minutos de imagens em cores. A clara intenção dos fabricantes é aproveitar esse lançamento na comercialização em massa de videoclips. A PolyGram já divulgou o início da produção de CDVs em sua fábrica alemã e informou também que as maiores companhias fonográficas do mundo pretendem seguir o mesmo caminho.

O sinal de vídeo é gravado próximo à borda do disco, onde é mais fácil obter uma elevada velocidade de trilhagem. Em condições normais, o disco digital de áudio gira entre 196 e 486 rpm, a fim de proporcionar uma velocidade linear constante (ou seja, a velocidade de trilhagem do laser) de 1,2 m/s — o que é muito lento, mesmo para o vídeo analógico.

O problema com o novo sistema é o fato de estar "amarrado" aos padrões de TV, ao menos no que se refere à seção de vídeo. No caso dos CDVs da modalidade PAL, com 25 imagens/s, a rotação varia de 1512 a 2250 rpm, proporcionando uma velocidade linear constante entre 9,2 e 10,2 m/s. Para o sistema NTSC (30 imagens/s), a rotação situa-se entre 1815 e 2700 rpm, resultando em uma velocidade de trilhagem, para o laser, de 11 a 12 m/s. ◼

Biphaser: um defasador diferente

W. Teder

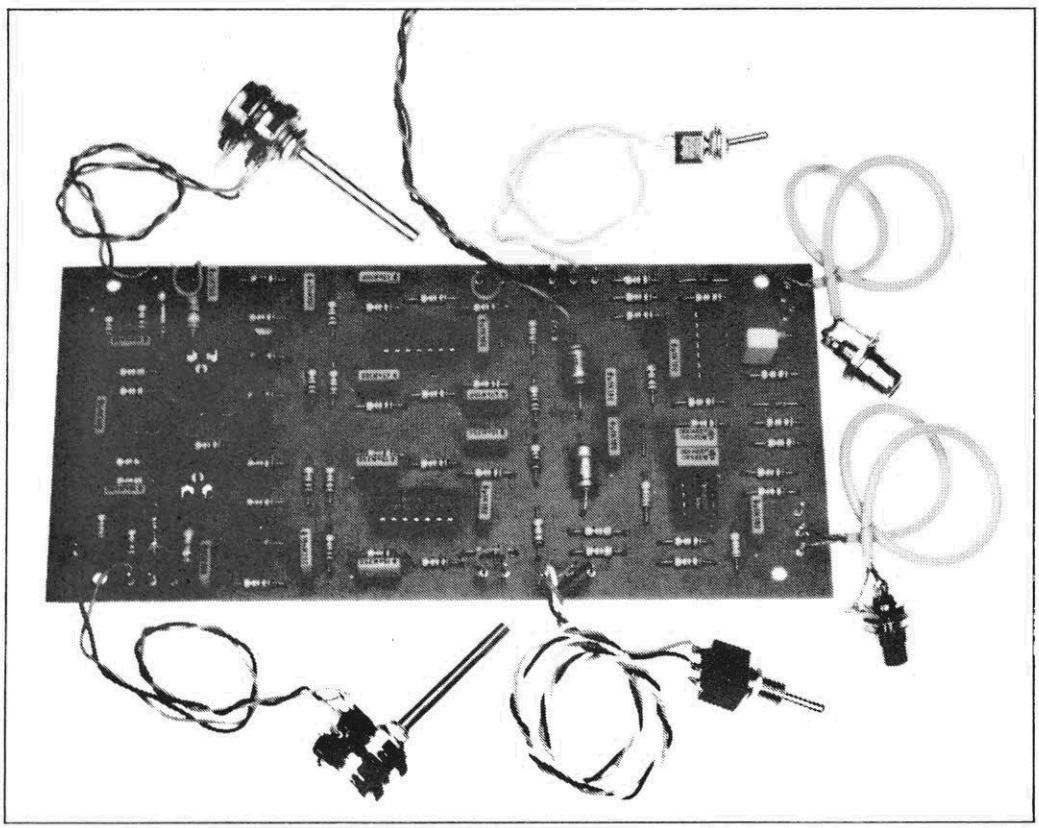
Um circuito de efeitos sonoros capaz de dar uma nova dimensão acústica aos mais diversos instrumentos musicais

Existem várias formas de se obter os conhecidos efeitos de *phasing* e *flanging*. A maioria dos desafadores (ou *phasers*, como os músicos preferem chamá-los) utiliza redes de defasagem, linhas de retardo digitais, malhas LC ativadas seletivamente, filtros tipo pente, entre outros sistemas. O circuito aqui descrito também emprega defasagem, mas sem as desvantagens normalmente associadas a esse processo; de fato, tomou-se o cuidado de eliminar o problemático efeito de modulação em amplitude, provocado pela filtragem seletiva em velocidades de "faseamento" relativamente baixas.

Se por um lado esse efeito colateral é tolerado (e até provocado) em guitarras de ritmo, pelo outro ele simplesmente arruina o som de inúmeros instrumentos de solo, cujo som específico só tem a perder com grandes variações de volume. A utilização de um *phaser* baseado no deslocamento periódico, digamos, de dois filtros rejeita-faixa produz efeitos muito interessantes com sinais relativamente ricos em harmônicas — tais como os gerados pelo violão acústico de ritmo. O mesmo tipo de *phaser*, porém, é praticamente inútil com instrumentos de solo, que ficam submetidos a variações de amplitude e não de timbre.

Ao analisar a correlação entre os efeitos da defasagem e a altura do som de entrada, observa-se que os componentes de frequência relativamente elevada normalmente exigem modulação com um sinal igualmente rápido de modulação de fase. Da mesma forma, o melhor efeito em baixas frequências é obtido com uma lenta modulação de fase.

Todas essas considerações foram levadas em conta no projeto do Biphaser — que ganhou esse nome porque emprega **dois** circuitos defasadores, cada qual com sua própria frequência central e controle de velocidade da modulação. Esses dois circuitos podem ser operados em paralelo, com dois ajustes diferentes de *phasing*, produzindo excelentes resultados e sem a indesejável modulação AM do sinal de entrada. Além disso, o circuito aqui apresentado é a versão mínima de um versátil *phaser*, cujos controles oferecem uma considerável variedade de sons na saída. Todos os que desejarem ir um pouco além serão presenteados com algumas sugestões de ampliação, como veremos mais adiante.



Descrição do circuito

O esquema da figura 1 prova que o Biphaser contém os vários estágios comumente encontrados em unidades de efeitos sonoros. O sinal de entrada, seja ele mono ou estéreo, é primeiramente amplificado em A1 e depois entregue a dois circuitos defasadores, via R13 e R34. A sequência superior de operacionais, atuando como filtro passa-tudo, foi dimensionada para uma frequência central relativamente alta, enquanto a sequência inferior cobre grande parte da porção mais baixa do espectro de áudio.

Como se pode ver, as linhas de retardo são idênticas, com exceção dos quatro capacitores que determinam a frequência (C6...C9 na parte de cima e

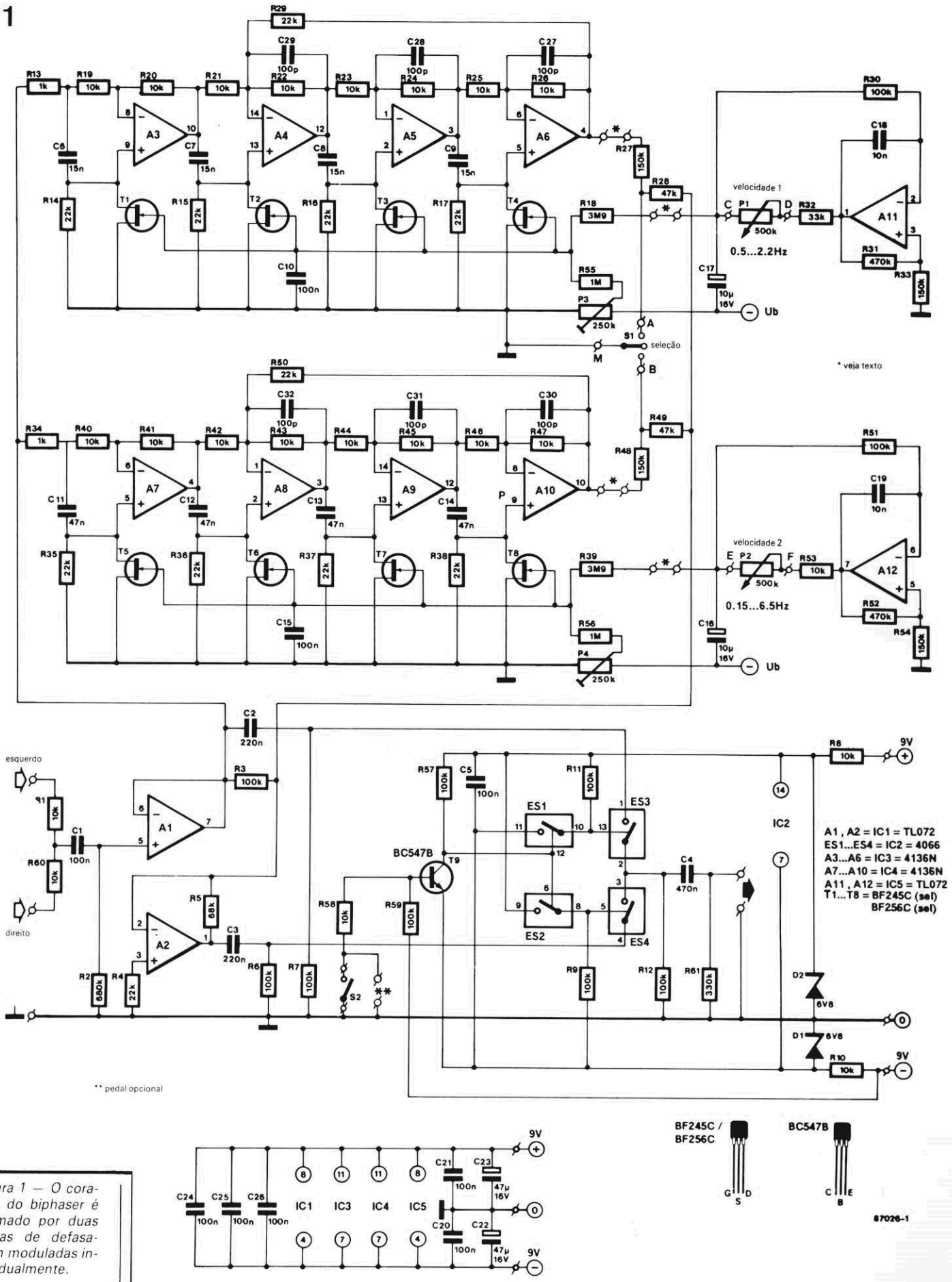


figura 1 — O coração do biphaser é formado por duas linhas de defasagem moduladas individualmente.

C11...C14, na de baixo). Os circuitos em torno dos operacionais A11 e A12 são também virtualmente idênticos, e formam dois osciladores sintonizáveis cuja saída é um sinal triangular filtrado, enviados às portas dos FETs associados.

Obtém-se defasagem adequada em ambas as linhas de filtragem pelo controle das resistências nas entradas não inversoras dos operacionais — ou seja, da resistência dreno-fonte dos FETs. Os trimpots P3 e P4 permnitem um ajuste preciso da tensão polarizadora nas linhas das portas. A saída dos osciladores PM é integrada com o auxílio das redes R18-C10 (superior) e R39-C15 (inferior), a fim de se obter sinais de controle senoidais para o FETs. Estes, por sua vez, devem ser selecionados com características casadas, para evitar a sincronicidade dos operacionais e que o som final do *phaser* fique comprometido.

A chave de três vias S1 seleciona uma ou ambas as saídas das linhas defasadoras. A combinação do sinal original de entrada com o sinal defasado é feita por R28, R49 e R3; o operacional A2 é o reforçador de saída do Biphaser. O circuito de inserção do efeito é composto essencialmente por um pedal opcional, T9 e uma rede de chaves eletrônicas (ES1...ES4). Como o pedal carrega uma tensão contínua, no caso, e não sinais de áudio, sua interligação pode ser feita por cabos relativamente longos, sem blindagem.

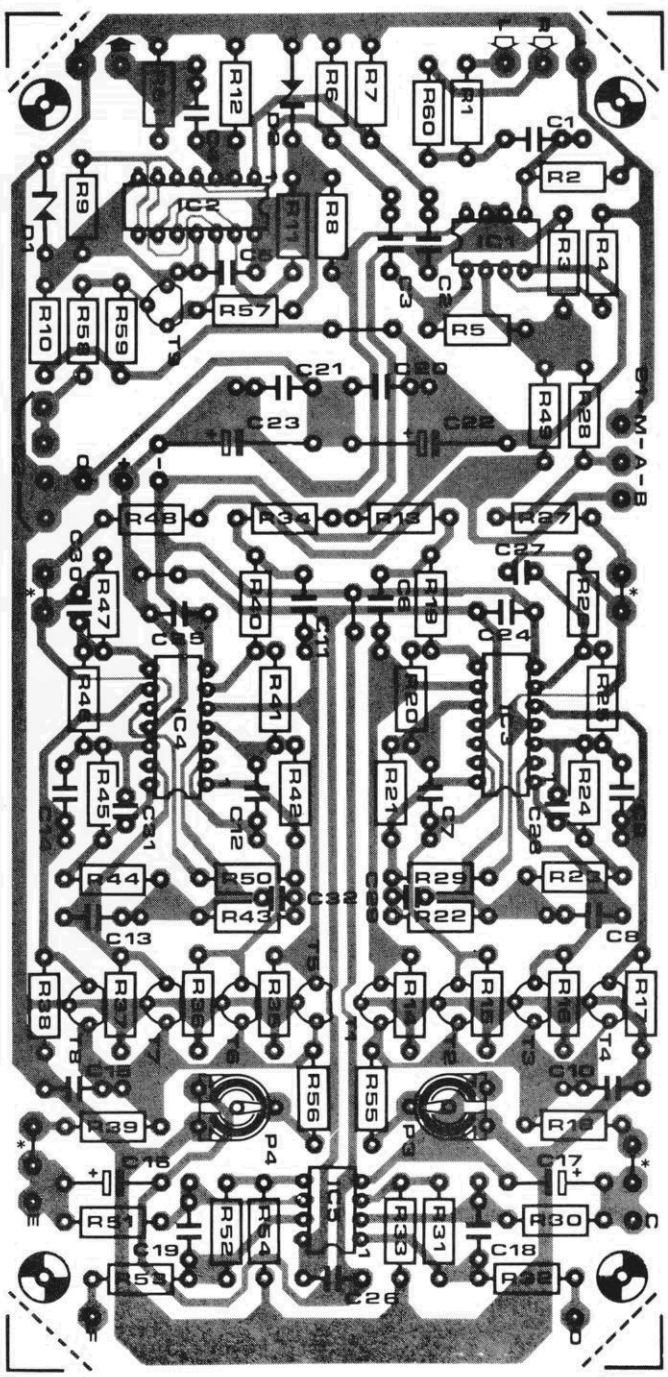
Uma das expansões permitidas pelo Biphaser é a inclusão de controles de profundidade do *phasing* (P5 e P6), nas saídas de A6 e A10, segundo orientação da figura 2a; esses dois potenciômetros também podem ser substituídos por um do tipo estéreo, conforme mostra a figura 2b. além disso, as pontes de fio existentes em uma das extremidades de R18 e R39 permitem que as duas linhas defasadoras sejam excitadas por um único oscilador PM. Uma ampliação adicional, ainda mais radical, do circuito, envolve a confecção de outras linhas de defasagem, cada uma delas dimensionada para uma faixa de passagem específica e controlada por um oscilador próprio. Caso você decida tentar essa expansão, lembre-se de fazer o "casamento" dos FETs, para não desperdiçar tempo e dinheiro.

O Biphaser pode ser alimentado tanto por duas minibaterias de 9 V como por uma pequena fonte simétrica. As linhas alimentadoras foram convenientemente desacopladas por meio de C20...C26, prevendo a captação de ruídos. O consumo de corrente do circuito gira em torno de 40 mA para cada linha de 9 V.

Montagem e ajuste

Não há praticamente nada a dizer sobre a confecção da unidade de efeitos sonoros, pois nada deve sair errado se a relação de componentes for seguida à risca e a placa da figura 3 for utilizada. A entrada de áudio do defasador, assim como a en-

3



Lista de componentes

Resistores (± 5%)
R1,R8,R10,
R19...R26,
R40...R47,R53,
R58,R60- 10k
R2- 680 k
R3,R6,R7,R9,
R11,R12,R30,
R51,R57,R59-
100 k
R4,R14...R17,
R29,R35...
R38,R50-22 k
R5- 68k
R13,R34- 1 k
R18,R39-3,9 M
R27,R33,R48,
R54- 150 k
R28,R49-47 k
R31,R52-470 k
R32- 33 k
R55,R56- 1 M
R61- 330 k
P1,P2- pot.
linear 500 k
P3,P4-trimpot
de 250 k
P5,P6- pot.
linear 100 k*
P5- potenc.
estéreo 100 k*
Todos os
valores em ohms
*opcionais;
veja texto

Capacitores
C1,C5,C10,C15,
C20,C21,
C24... C26-100nF
C2,C3-220 nF
C4- 470 nF
C6... C9-15 nF
C11...C14-47nF
C16,C17-
10 µF/16 V
C18,C19-10 nF
C22,C23-
47 µF/16 V
C27...C32-
100 pF

Semicondutores
D1,D2-zener,
6,8 V/0,4 W
IC1,IC5-TL072
IC2- 4066
IC3,IC4-4136
T1...T8-
BF245C ou
BF256C*
T9- BC547B
*veja texto

figura 3 — Traçado e disposição dos componentes da placa destinada ao defasador.

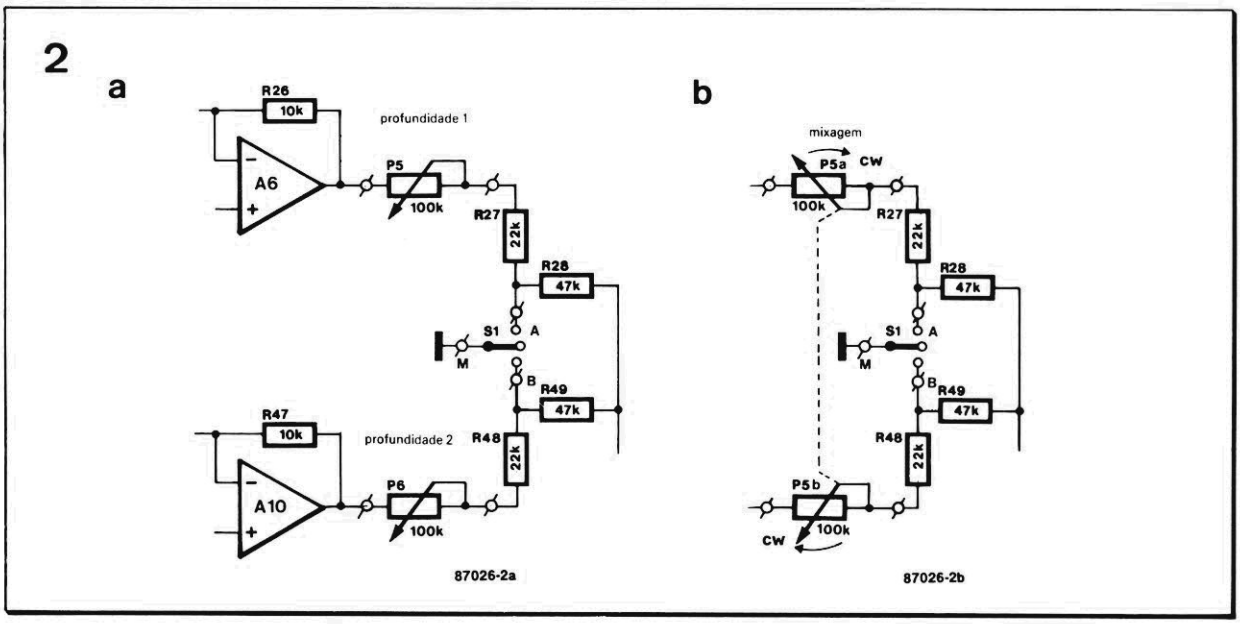


figura 2 — Possíveis ampliações para o biphaser.

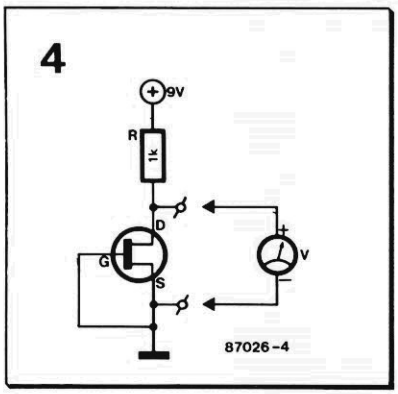


figura 4 — Teste de fornecimento de corrente que permite selecionar FETs com características "casadas".

trada do pedal, devem adotar tomadas isoladas, de preferência, como é de praxe nos circuitos de efeitos. O gabinete deve ser obrigatoriamente robusto, de modo que sua tampa possa ser utilizada para instalar o pedal e os controles de velocidade. Mas nada impede que o Biphaser seja incorporado a uma central de efeitos alimentada pela rede e controlada remotamente, em conjunto com unidades de *fuzz*, eco/reverberação e outras; nesse caso, poderiam ser todas comandadas por uma série de pedais, no palco.

O circuito não requer outro ajuste que o dos trimpots P3 e P4, de forma a se obter um efeito de *phasing* aceitável, com mínima distorção. A melhor maneira de fazê-lo emprega um osciloscópio e um gerador senoidal de áudio ajustado para 1 kHz, a 1 Vpp. É só ligar o gerador a uma das entradas do defasador e usar o osciloscópio para monitorar o sinal de saída. Calibra-se então P3 e P4 para a melhor modulação AM, ou seja, com os FETs operando por toda a excursão da senóide, sem níveis apreciáveis de *offset* ou ceifamento.

Em seguida, remove-se o sinal senoidal e utiliza-se um voltímetro para checar se todas as entradas e saídas dos operacionais, nas linhas de defasagem, se encontram a O V em relação à terra. A figura 4, por fim, mostra como selecionar FETs com características quase idênticas, mediante um simples circuito analisador. O transistor sob teste fica ligado como uma fonte de corrente, enquanto a tensão dreno-fonte é monitorada; o objetivo é procurar componentes que apresentem a mesma queda de tensão sobre o resistor de dreno. ◀

Diversos
S1-chave inversora de 1 pólo, com posição central
S2-chave de 1 pólo, 2 posições (ou pedal; veja texto)
Placa nº 87026
Fonte dupla ou 2 baterias de 9 V
3 jaques de 6,3 mm
Gabinete apropriado

No último número apresentamos os princípios básicos de operação do analisador proposto, com o auxílio de diagramas de blocos. Prosseguindo com nossa apresentação homeopática, veremos agora os esquemas reais do aparelho — novamente divididos em duas partes, para melhor associação com os blocos já vistos

Converta seu osciloscópio em um analisador lógico

2ª parte

Como devem estar lembrados, mesmo em diagrama de blocos o analisador lógico não era exatamente simples. Não é de estranhar, portanto, sua relativa complexidade sob a forma esquemática. De qualquer forma, convém ter à mão a primeira parte da série, para acompanhar melhor a análise de cada estágio e a interação entre eles, pela comparação direta com os blocos. Foi mantida também a divisão do sistema em três grandes seções: o analisador propriamente dito, o cursor e a fonte de alimentação. Vamos abordá-los separadamente.

O circuito principal

O coração do analisador pode ser visto na figura 1. Observe que, onde possível, deu-se preferência aos integrados da família TTL-LS, a fim de limitar o consumo global. Para variar, vamos começar pela região central do esquema — ou, mais precisamente, pelo canto inferior esquerdo, onde ficam o oscilador de *clock* e a chave comutadora das bases de tempo. Com os valores dados aos capacitores, o oscilador controlado por tensão (IC9) produz uma freqüência de 4 MHz. A estabilidade desse oscilador pode ser melhorada consideravelmente substituindo-se os capacitores C7 e C8 por um cristal de 4 MHz.

Com o auxílio de etapas divisoras por 2 e por 5 (IC12... IC14a), são obtidas diferentes taxas de amostragem a partir da freqüência do oscilador. A taxa desejada pode ser selecionada através de S1, ao passo que S2 permite variar as relações de divisão dos bancos de divisores. A última posição de S1 (k) vai acoplada à porta N12, a qual pode receber um sinal de *clock* externo; nesse caso, a posição de S3 determina a reação do circuito a bordas ascendentes ou descendentes do sinal.

Na tabela 1 podemos encontrar as taxas de amostragem obtidas com as várias posições de S1 e S2. As portas N20, N22 e N23 são utilizadas na seleção entre a freqüência fixa de varredura e a freqüência escolhida de amostragem (e vice-versa). Para isso, uma das entradas de N20 foi ligada à saída Q de FF2, enquanto uma das entradas de N22 foi conectada à saída $\overline{Q}$. Assim sendo, o estado de FF2 vai estabelecer a passagem de um dos dois sinais.

As oito entradas de dados são acopladas diretamente ao *latch* IC1, que transfere os dados para as saídas à taxa de amostragem determinada por S1 e S2. O retardo introduzido entre o pulso de amostragerm e a transferência de dados pode ser predeterminado por meio do multivibrador monoestável MMV1. A chave de retardo S19 fornece uma opção entre duas alternativas: na posição "a", o retardo é fixado em 50 ns; na posição "b" esse retardo pode ser ajustado entre 150 e 500 ns, através de P1. A entrada A de MMV1 está ligada à saída de N22, o que produz a freqüência de amostragem durante a entrada de dados. Na modalidade de apresentação de dados, N22 fica bloqueada, para que o *latch* também deixe de receber pulsos de amostragem.

A memória é composta por duas RAMs de 256 x 4 bits, do tipo 2101A-2 (IC2 e IC3), que devem dar o máximo de seu desempenho neste projeto. Isto porque o período de amostragem mais breve é de 250 ns — exatamente o menor tempo que essas memórias podem processar. Os dados presentes nas saídas do *latch* são então entregues aos CIs de memória, sendo 4 linhas para IC2 e outras 4 para IC3. O endereçamento é proporcionado por IC4 e IC5, que juntos formam o contador A de 8 bits mostrado no diagrama de blocos. Esse contador varre continuamente todos os endereços da memória, à medida que sua entrada de *clock* recebe a freqüência de amostragem (ou varredura) através de N23.

Voltando à seção de disparo, os dados também são aplicados os reconhecedor de palavras, depois de passarem pelo *latch*. Esse dispositivo consiste nas portas N...N10 e nas chaves S5...S14; as saídas em coletor aberto dessas portas ficam interligadas e acopladas à linha positiva de alimentação por intermédio de R11. Isto significa que FF1 só irá receber um pulso de disparo quando todas as saídas de porta assumirem o nível 1 lógico. Duas entradas externas de disparo são oferecidas através de N1 e N2; uma das entradas de cada porta res-

1

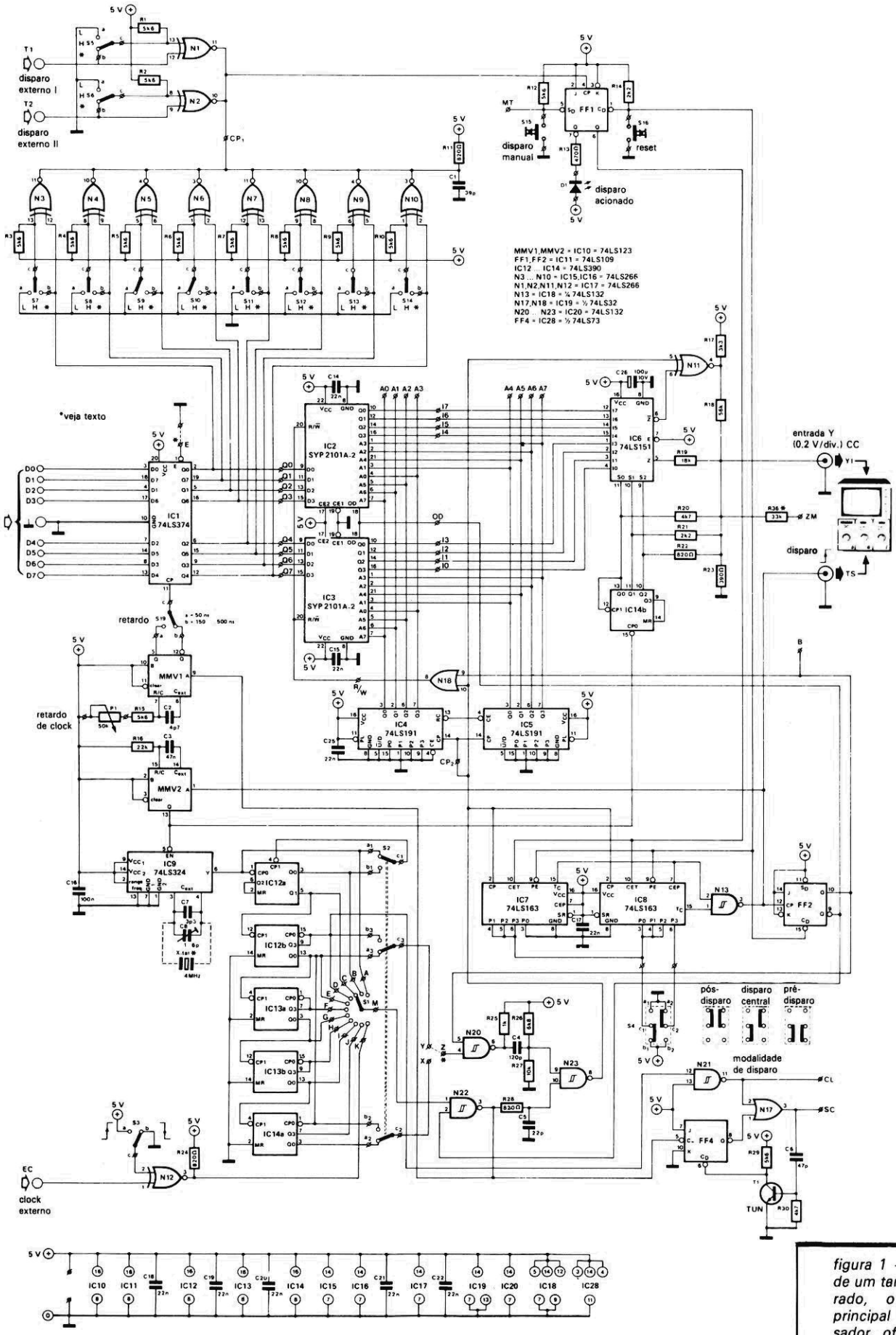


figura 1 — Apesar de um tanto elaborado, o circuito principal do analisador oferece alguns recursos interessantes.

tante (N3...N10) está conectada a uma das saídas de IC1.

A outra entrada de cada porta OU-exclusivo vai ligada a +5V, por meio de um resistor de 5,6 k, e ao contato central de uma chave de 3 posições. Sempre que a chave estiver em "a", a entrada será um 0 lógico; o 1 lógico corresponde à posição central, enquanto a posição "b" interliga as duas entradas da porta. As três posições de cada uma dessas chaves foram designadas por "L", "H" e "x" (tanto no circuito como no painel frontal). Na posição L, a saída da porta correspondente somente será alta se a do *latch* for baixa; por outro lado, a posição H indica que a saída do *latch* deve ser alta, enquanto na posição x (indiferente) a saída da porta OU exclusivo será sempre alta, independentemente do estado do *latch*.

Essas chaves, portanto, podem ser usadas para predeterminar uma "palavra" ou conjunto de 8 bits. Assim que essa palavra aparece nas saídas do *latch* FF1 é disparado pelo reconhecedor de palavras — isto, assumindo que as duas chaves do disparo externo estejam comutadas para "x".

Quando FF1 é disparado, seja pelo reconhecedor de palavras ou pelo botão de disparo manual (S15), o analisador é comutado para a modalidade de apresentação dos dados. A chave de *reset* S16 rearma o biestável e, portanto, o analisador; o LED D1, excitado pela saída $\overline{Q}$, vai acender assim que o analisador for disparado.

As saídas de dados das RAMs são ligadas às entradas de um multiplexador 8 para 1 (IC6), enquanto o contador C (IC14b) determina qual das entradas do multiplexador deve ser acoplada à saída. O conversor D/A que aparece no diagrama de blocos não é tão evidente no esquema; na verdade, ele é composto simplesmente por R19...R23. Esses resistores somam os dados vindos do multiplexador com as saídas do contador C, todos na proporção correta para se obter a tensão analógica necessária para a entrada Y do osciloscópio. Um terceiro sinal também é combinado com os demais nesse ponto, via N11 e R18, a fim de produzir uma linha pontilhada entre os níveis alto e baixo, como se pode ver na foto da primeira parte.

O contador B do diagrama de blocos é representado por IC7 e IC8 no circuito. A partir do sinal de disparo e da orientação de S4, eles estabelecem o momento em que a entrada de dados nas RAMs deve parar; além disso, asseguram que a memória seja relida pela forma correta. A chave S4, que define a modalidade de disparo, predetermina as entradas *preset* dos contadores em 0, 126 ou 254, como já foi explicado na primeira parte. Sempre que o contador B gera um pulso de transporte, FF2 é disparado; este biestável, por sua vez, comuta o sistema da modalidade de amostragem para a de varredura.

TABELA 1 — Taxas de amostragem

S1	S2	
	a	b
a	250 ns	250 ns
b	500 ns	500 ns
c	500 ns	1 µs
d	2.5 µs	5 µs
e	5 µs	10 µs
f	25 µs	50 µs
g	50 µs	100 µs
h	250 µs	500 µ
i	500 µ	1 ms
j	2,5 ms	5 ms
k	EXT	EXT

Em suma...

Uma vez localizados os vários estágios, uma breve passada por um ciclo completo do analisador pode ajudar a esclarecer seu funcionamento como um todo. Para começar, a taxa desejada de amostragem é determinada por S1; em seguida, programa-se uma "palavra de disparo" através de S7...S14 (com S5 e S6 comutadas para "x"), para depois escolher a posição de S4 (disparo central, digamos).

Aciona-se então o botaão de *reset* S16, para "limpar" FF1 e FF2 e fazer com que o disparo selecionado (126, no caso) seja carregado no contador B (IC7 e IC8). Os dados começam assim a aparecer byte a byte, nas entradas da memória, via IC1; os CIs de memória, (IC2 e IC3), por sua vez, são colocados na modalidade de gravação, enquanto o contador A (IC4, IC5) percorre continuamente toda a gama de endereços dos mesmos, de modo que cada nova "amostra" seja armazenada no endereço posterior mais alto.

Caso surjam dados idênticos à combinação estipulada pelo conjunto S7...S14, o reconhecedor de palavras vai disparar FF1, que faz acender o LED D1 e habilitar o contador B (IC7, IC8). Este contador começa então a contar os pulsos de amostragem, começando pelo número predeterminado (126, neste exemplo,) até atingir 255. Dependendo da condição de preset, serão necessárias mais 1, 129 ou 255 amostras; o contador B emite então um sinal de transporte, acionando FF2.

O monoestável MMV2 é disparado simultaneamente, imobilizando o oscilador de *clock* (IC9) por um breve período. O circuito encontra-se agora na modalidade de exibição dos dados; tão-logo o *clock* voltar a funcionar, a memória será lida na frequência fixa de varredura (200 kHz).

Durante a primeira varredura uma das linhas de dados é selecionada pelo multiplexador e apresentada na tela. Ao final da mesma (ou seja, após 256 bits),

2

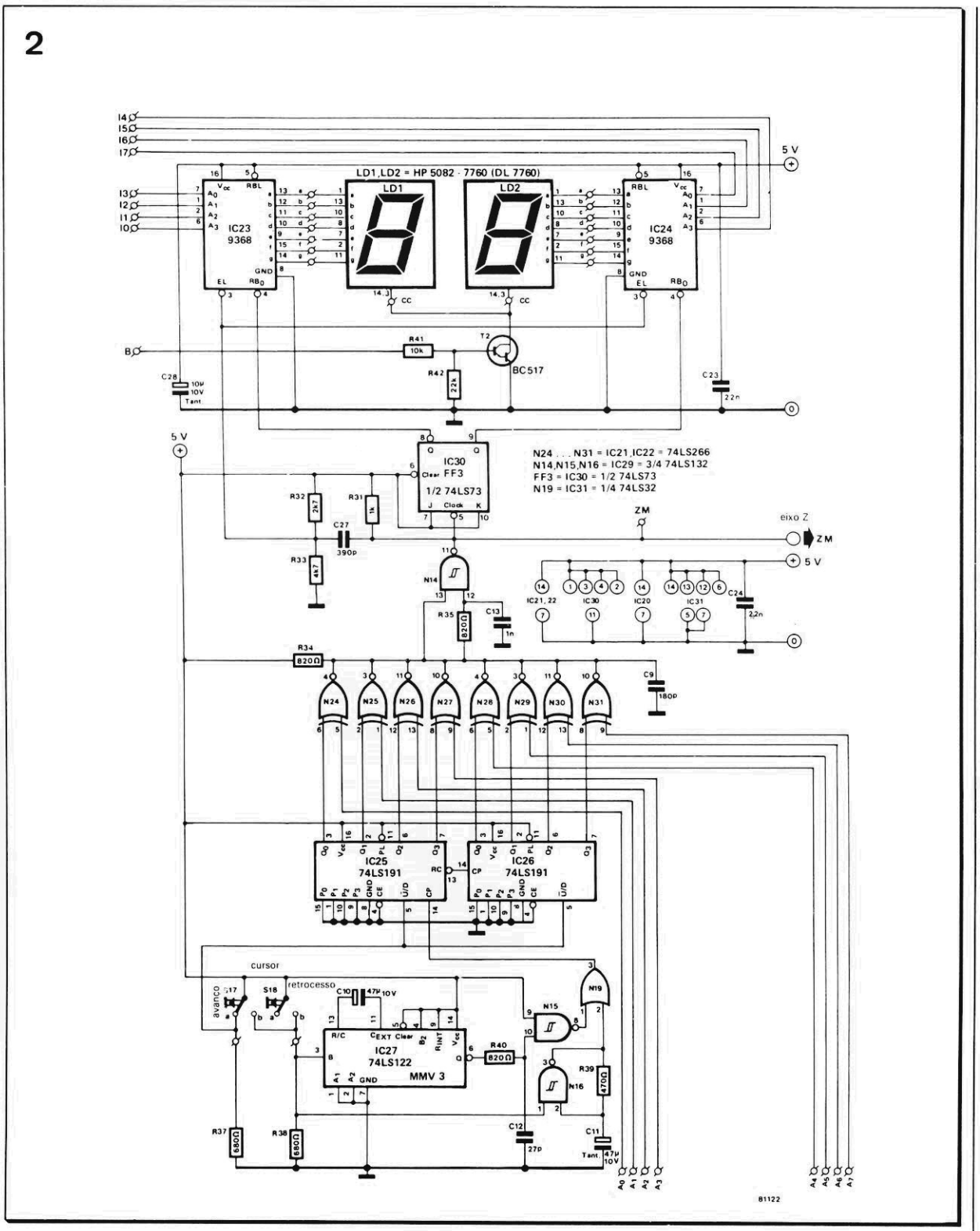


figura 2 — Circuito do cursor, uma grande ajuda na hora de ler dados na tela do osciliscópio.

o contador B produz um novo pulso de transporte — que, como antes, imobiliza o *clock*, incrementa o contador C (IC14b), a fim de que a linha seguinte seja selecionada, retoma o *clock* e o osciloscópio recebe o próximo pulso de disparo.

Pode-se perceber, neste ponto, que os oito traços não são exibidos simultaneamente na tela (nem seria possível, num osciloscópio de traço único). Eles são, portanto, multiplexados num ritmo elevado (10 ms para cada exibição), de forma a parecer uma apresentação simultânea.

É o que tínhamos a dizer sobre o esquema da figura 1. Não, não esquecemos do punhado de componentes situados no canto inferior direito do circuito (N17, N21, FF4, etc.); eles fazem parte de uma ampliação capaz de converter o analisador lógico em um adaptador para osciloscópio de armazenagem. Caso não sejam necessários, por enquanto, poderão ser dispensados; estamos aguardando, por outro lado, um retorno de vocês, para saber se é conveniente publicarmos essa ampliação.

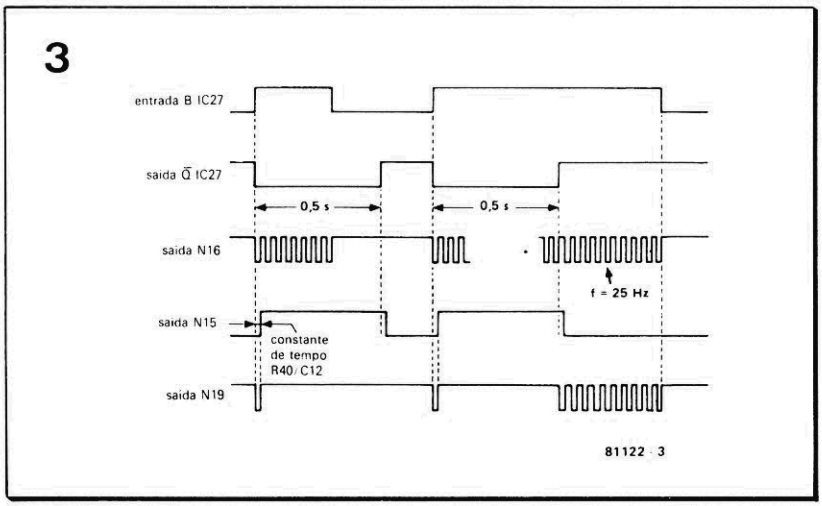


figura 3 — Diagrama que fornece uma boa idéia de como atua o gerador de pulsos do cursor.

O estágio do cursor

O circuito referente ao cursor está representado na figura 2. Suas conexões com o estágio principal foram identificadas por AO...A7, IO...I7 e B; no diagrama de blocos, elas correspondem às ligações com a RAM, o contador A e FF2.

Os dois visores (LD1 e LD2) são controlados por IC23 e IC24. Esses conversores de binário para 7 segmentos transformam os dados de 8 bits em dois números hexadecimais, ficando acoplados a 4 linhas de dados da memória. Os catodos comuns de ambos são chaveados por meio de T2, cuja base vai conectada à saída Q de FF2. Como resultado, os visores somente serão ativados se houver dados sendo escritos na tela.

A idéia por trás do cursor é permitir a seleção de endereços, cujos dados devem então ser exibidos nos visores, ao mesmo tempo em que se tem uma indicação de posição na tela. O circuito que reconhece o endereço predeterminado é bastante semelhante ao do reconhecedor de palavras. As portas N24...N31 comparam o conteúdo do contador A (IC4 e IC5) com o do contador D (IC25 e IC26); quando são iguais, a saída do circuito comparador vai para um nível alto. Através de N14, isto faz com que os decodificadores de visor leiam os dados. O biestável FF3, por sua vez, é comutado a cada pulso produzido pelo comparador (uma vez a cada varredura completa da memória). Isto tem o efeito de multiplexar os visores.

A saída de N14 pode ser acoplada ao eixo Z do osciloscópio. Como resultado, 8 pontos mais brilhantes aparecem na tela em alinhamento vertical, à proporção de um conjunto para cada varredura. Esses pontos indicam a posição dos dados que são exibidos sob a forma de 2 digitos hexadecimais.

O conteúdo do contador D, que determina a posição dos pontos na tela e dos dados nos visores, pode ser predeterminado por meio dos interruptores momentâneos S17 e S18. Eles operam o controle do cursor, que produz os pulsos de *clock* e o sinal ascendente/descendente para os contadores IC25 e IC26. Quando S17 é acionado, esse sinal assume o nível O e o contador vai contar os pulsos que aparecem em sua entrada de *clock*; é o comando de avanço do cursor. Pressionando S18 obtém-se o comando de retrocesso, pois o sinal assume um nível alto e o contador faz uma contagem regressiva.

Embora o gerador de pulsos de contagem ascendente/descendente possa parecer um tanto complicado, ele é responsável pelos recursos mais atraentes do analisador. Assim, caso S17 ou S18 seja acionado por menos de meio segundo, apenas um pulso é enviado ao contador, deslocando o cursor em uma posição, somente. Mas se um dos dois for mantido acionado por um período mais prolongado, surgirá uma freqüência de 25 Hz na saída de N19 e o cursor irá se deslocar mais rapidamente pela tela.

Vejamos como esse recurso foi implementado: sempre que um dos interruptores é acionado, o oscilador baseado em N16 fornece imediatamente um nível lógico baixo. Ao mesmo tempo, MMV3 é ativado, também apresentando um nível 0 em sua saída Q̄. A malha formada por R40/C12 introduz um pequeno retardo no circuito, fazendo com que N15 demore um pouco para reagir ao 0. Em consequência, N19 passa a saída baixa de N16 ao contador; passado esse breve intervalo, a saída de N15 torna-se alta e o sinal do oscilador é bloqueado por N19. Decorrido o tempo do monoestável (0,5 s), a saída de N15 volta a ser baixa e a frequência do oscilador (25 Hz) chega aos contadores. A figura 3 ajuda a esclarecer toda a sequência.

A modulação pelo eixo Z pode ser obtida de várias formas. Se o osciloscópio dispuser de uma entrada adequada, a saída correspondente poderá ser acoplada a ela. Em certos casos, essa ligação poderá exigir um inversor, de acordo com o tipo de osciloscópio utilizado. Mas caso o instrumento não tenha uma entrada específica, o cursor poderá ser incluído na tela pelo acréscimo do resistor R36 — quando será visto como uma pequena depressão em cada linha.

Finalizando

Por enquanto, é só. Claro que não é possível discutir todo o analisador lógico nos mínimos detalhes, mas esperamos que sua operação global tenha sido compreendida por todos. Na próxima edição veremos as informações de montagem e um circuito de fonte, incluindo as necessárias placas de circuito impresso. ◀

Fonte de 25 V

para programar EPROMs

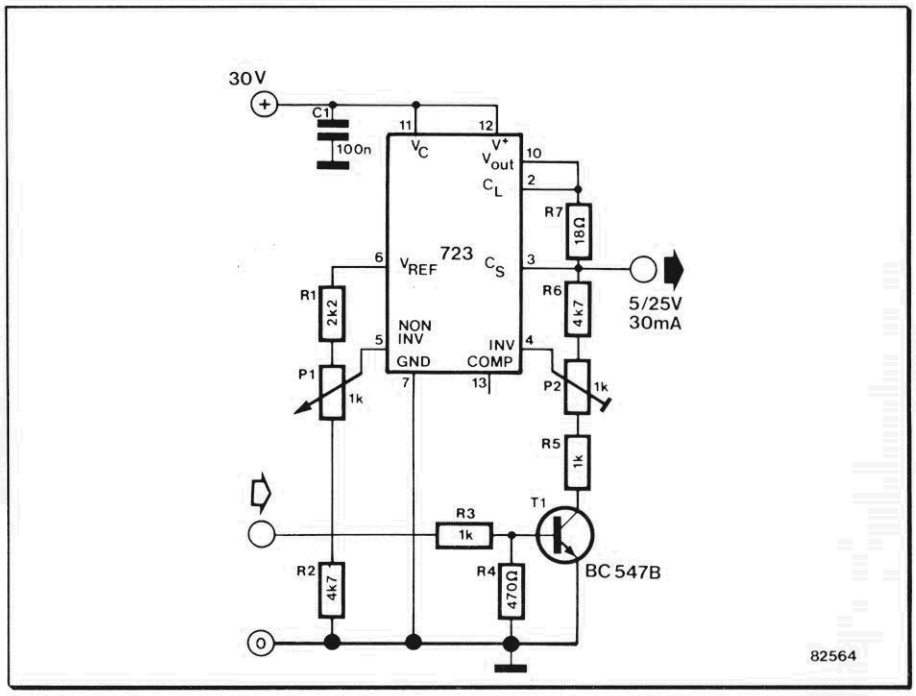
Para quem grava EPROMs apenas esporadicamente, não vale a pena investir em circuitos comerciais, raramente feitos visando os hobistas. Nesses casos, o melhor é ter à mão circuitos "caseiros", mas eficientes, que possam até mesmo ser desmontados depois de cumprir sua função.

Esta fonte é um bom exemplo. Embora as memórias do tipo 2716 exijam apenas 5 V em operação, na programação pedem pulsos de 25 V. Em algumas marcas, inclusive, a tensão de programação não precisa ser desativada, enquanto o operador verifica os dados recém-armazenados; outras, ao contrário, pedem que a tensão seja comutada continuamente entre 5 e 25 V.

Conclui-se então que uma boa fonte para programar EPROMs deve atender certos requisitos básicos, ou seja: deve ser simples, rápida (fator que é normalmente determinado pelo fabricante e situa-se entre 0,5 e 2μs), precisa (sem problemas de ultrapassar ou reduzir a tensão nominal) e à prova de curto-circuitos. Um trabalho perfeito para o regulador ajustável 723, apoiado por mais um punhado de componentes.

Como se vê no esquema, o CI regulador forma o coração de uma simples fonte de 5 V, onde o trimpot P1 limita a tensão de referência (pino 6) a 5 V e leva o sinal à entrada não inversora. Quando o transistor T1 pára de conduzir, toda a tensão de saída é aplicada à entrada inversora (pino 4) e os 5 V ficam disponíveis na saída. O resistor R7 tem a função de limitar a corrente.

E quanto aos 25 V prometidos? São obtidos mudando-se o laço de realimentação para o pino 4; assim, a tensão de saída é aumentada pelo acréscimo de um divisor de tensão a essa parte do circuito, ativado pelo transistor T1. Toda vez que o transistor é excitado pela base, o 723 passa a produzir a tensão de 25 V.

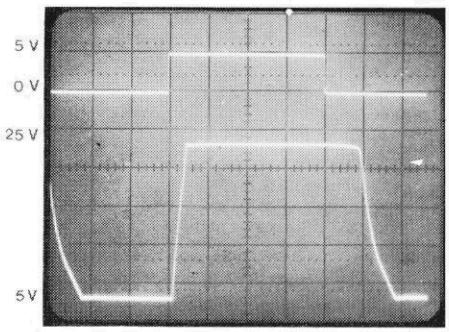


Outros valores de saída poderão ser obtidos alterando-se R5, R6 e P2.

A calibração é bastante simples: P1 deve ser ajustado para fornecer 5 V de saída, sem que T1 esteja conduzindo. Em seguida, excita-se o transistor aplicando 5 V a R3 e ajusta-se P2 até obter os 25 V. E é só.

O traço superior, na foto, representa o sinal que controla T1 (variando entre 0 e 5 V), ao passo que o inferior corresponde ao sinal de saída. O 723 está bem mais rápido, no caso, porque seu pino 13 (a entrada de compensação de frequência) não é utilizado; em condições normais, inclui-se nesse ponto um capacitor aterrado, a fim de "suavizar" as bordas do sinal.

Observe, ainda, que o sinal de saída leva cerca de 2 μs para voltar ao nível baixo, depois que o sinal de controle vai para "0". isto é provocado pelo transistor T1, que costuma ser um tanto lento para deixar de conduzir. Em aplicações nas quais o fator tempo é crítico, é melhor substituir T1 por uma chave CMOS (tal como a 4066), omitindo então R3 e R4. Bons resultados também podem ser conseguidos com um V-FET (tal como o BS 170) ou um transistor de comutação, a exemplo do BSX 20.



Chave rotativa eletrônica

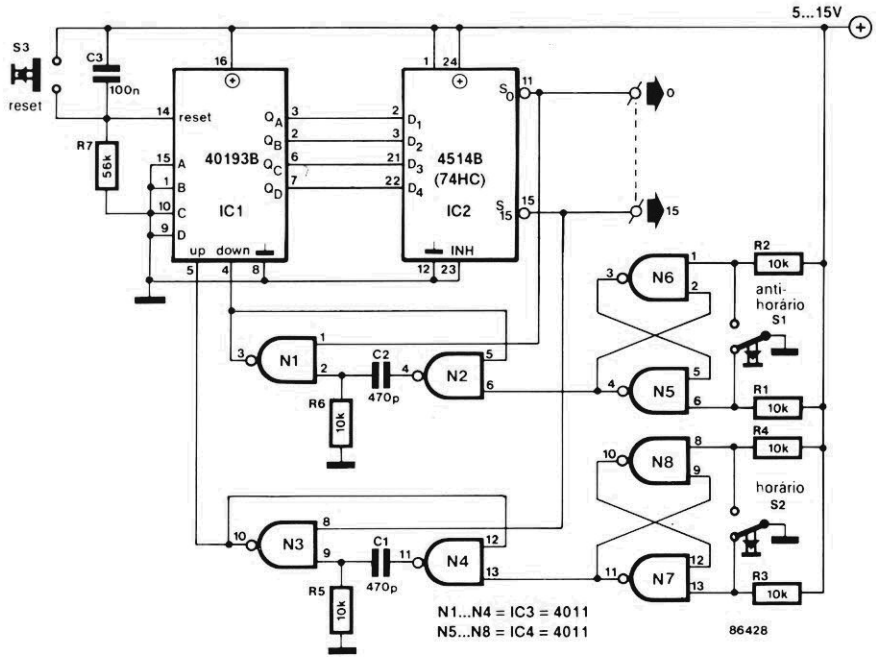
com 1 pólo, 16 posições

Cedo ou tarde, todas as chaves mecânicas do tipo rotativo acabam apresentando problemas, como instabilidade da resistência dos contatos e outros defeitos, seja por causa da oxidação do metal, seja pelo desgaste do mecanismo giratório. O mesmo podemos dizer dos relês de múltiplos contatos. Não é de estranhar, portanto, que exista um número cada vez maior de equivalentes eletrônicos desses dispositivos, sem partes móveis e livres de qualquer desgaste. Assim, é fácil encontrar atualmente uma série de chaves e relês eletrônicos (alguns dos quais já publicados em Elektor), numa grande variedade de distribuição de contatos.

O esquema mostra o correspondente eletrônico de uma chave rotativa de 16 posições com o pólo comum ligado à terra. Dois interruptores de contato momentâneo permitem que a chave seja "comutada" nos sentidos horário e anti-horário. Os biestáveis anti-rebote N5/N6 e N7/N8 fornecem níveis lógicos bem definidos aos monoestáveis N1/N2 e N3/N4, respectivamente, de modo que estes possam liberar pulsos de 3,5 µs às entradas correspondentes do contador bidirecional IC1.

Os flancos ascendentes desses pulsos fazem com que esse integrado produza os códigos binários adequados em suas saídas $Q_A \ldots Q_D$ — as quais vão ligadas diretamente às entradas D1....D4 do decodificador IC2 (do tipo travante, 4 para 16). Este, por sua vez, ativa sempre a menor ou maior saída seguinte (S0...S15), cada vez que o interruptor correspondente é ativado.

Sempre que a chave atinge sua 1ª ou 16ª posição, ela é "imobilizada", mediante a desativação de um dos dois monoestáveis. Outras configurações poderão ser implementadas utilizando-se simplesmente outras saídas quaisquer de IC2 para bloquear N1 e N3. Por fim, o interruptor de contato momentâneo S3 provoca um *reset* geral em IC1, fazendo com que IC2 ative sua saída S0 — que é também a "posição" da chave toda vez que é ligada.



A interface da HCMOS com outras famílias lógicas

J. P. Exalto

A demanda por circuitos mais rápidos, maior complexidade e menor dissipação em sistemas lógicos é muitas vezes satisfeita pela combinação de diferentes tecnologias. Tais sistemas de tecnologia mista, além disso, precisam se comunicar com o mundo exterior. Com os novos integrados CMOS de alta velocidade (HCMOS), não é mais preciso sacrificar margens de ruído, velocidade e dissipação, como ocorria entre as famílias TTL e CMOS convencional

Os CIs da família HCMOS podem ser encontrados em duas versões: uma identificada pelo sufixo HC, que opera com níveis de entrada CMOS e alimentação entre 2 e 6 V (destinada principalmente a novos projetos, como integrados CMOS mais rápidos); e outra designada pelo sufixo HCT, trabalhando com níveis TTL e alimentação de 5 V±10%. Todos os integrados das duas versões dispõem de *buffers* internos e são compatíveis em pinagem e função com os tipos TTL-LS.

Existem também inversores sem *buffers* (com sufixo HCU), destinados a osciladores e outros circuitos com realimentação que operam em modalidade linear. Esta matéria, porém, vai se restringir aos tipos HC e HCT e às técnicas de interface com as demais famílias lógicas. Além disso, ela pretende discutir as características de imunidade a ruído dos componentes HCMOS, comparando-as com as dos integrados TTL-LS.

Técnicas para interfacear HC/HCT

Antes de começar, é preciso dividir as interfaces com os dispositivos HC/HCT em dois grupos distintos: com outras famílias lógicas; com níveis fora de padrão e cargas diretamente excitadas. Devido às velocidades semelhantes das lógicas HCMOS e TTL-LS, a interface entre essas duas famílias tende a ser a mais comum — razão pela qual a análise será concentrada nesse ponto. Outras famílias, como a CMOS série 4000B e a 10K ECL, também serão vistas rapidamente. A tabela 1 faz um resumo das possibilidades de interação entre as principais famílias existentes.

TABELA 1 — Interface entre HCMOS e outras famílias

		PARA					
		HC alim. 5 V	**HCT** alim. 5 V	**HE4000B** alim. 5 V	**HE4000B** alim. 6-15 V	**TTL*** alim. 5 V	**ECL 10K**
DE	**HC** alim. 5 V	direto	direto	direto	4104	direto	10124
	HCT alim. 5 V	direto	direto	direto	4104	direto	10124
	HE4000B alim. 5 V	direto	direto	direto	4104	direto	10124
	HE4000B alim. 6-15 V	4049 ou 4050	4049 ou 4050	4049 ou 4050	direto	4049 ou 4050	transistor
	TTL* alim. 5 V	resistor elevador	direto	resistor elevador	4104	direto	10124
	ECL 10K	10125	10125	10125	transistor	10124	direto

*inclui LS, S, STD, FAST, ALS e AS

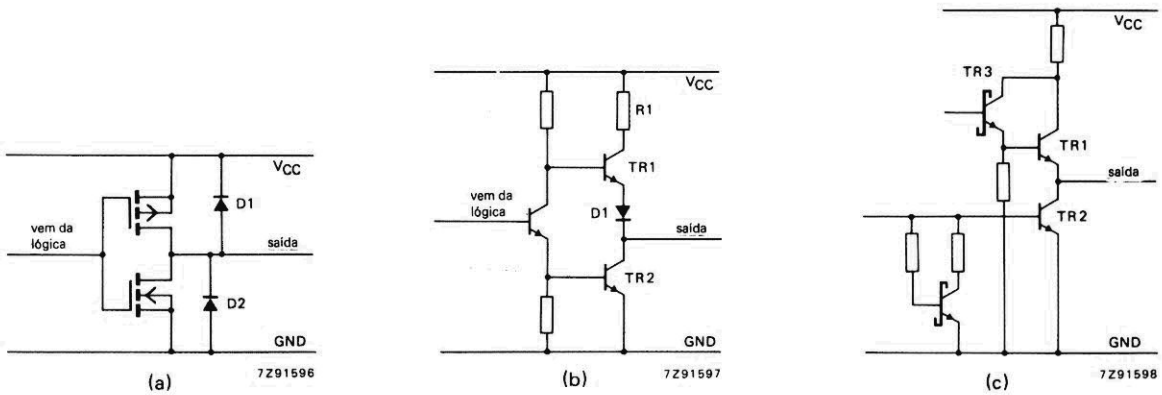


figura 1 — Configurações típicas de saída de: (a) dispositivos HC/HCT, onde D1/D2 são os diodos inerentes dos drenos; (b) TTL padrão; (c) TTL Schottky de baixa potência (TTL-LS).

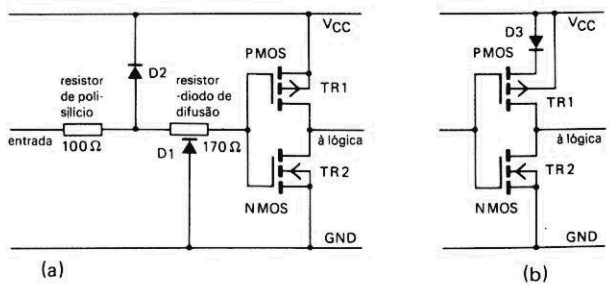
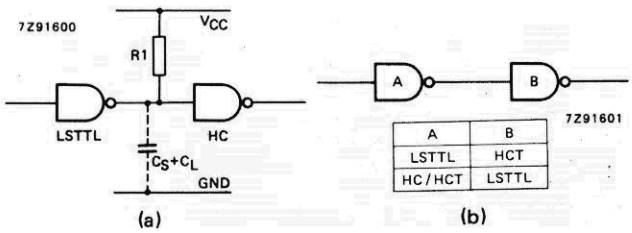


figura 2 — Típicas estruturas de entrada de componentes HC (a) e HCT (b).



A	B
LSTTL	HCT
HC/HCT	LSTTL

figura 3 — Técnicas de interface: (a) TTL-LS com dispositivos HC; (b) TTL-LS com dispositivos HCT e HC/HCT com TTL-LS.

Configuração de saída em HCMOS e TTL

A típica estrutura de saída de um integrado HCMOS aparece na figura 1a. Observe que nos estados alto e baixo de saída (V_{OH} e V_{OL}) o nível fica bastante próximo de V_{cc} e terra, respectivamente.

Em contraste, o nível alto de saída em um circuito TTL padrão (figura 1b) é limitado pela tensão V_{BE} de TR1, mais a queda sobre D1, resultando em uma V_{OH} máxima de 3,5 V para V_{cc} = 5V. Ademais, caso haja uma corrente de coletor fluindo, R1 vai provocar uma queda de tensão adicional; assim, a $V_{OHmín}$ de pior caso especificada para TTL é de 2,4 V (com $I_{OHmáx}$) ao longo de toda a faixa de temperaturas e tensões de alimentação. O nível baixo de saída em TTL corresponde à tensão V_{CE} de saturação de TR2; portanto, mesmo com uma corrente vindo da carga, $V_{OLmáx}$ não vai exceder 0,5 V.

Observando agora a estrutura de saída dos dispositivos TTL-LS, na figura 1c, vê-se que V_{OH} fica limitada pela V_{BE} de TR1 e TR3 em cerca de 3,4 V (essa família de CIs dispensa o diodo de saída). Além disso, as especificações para TTL-LS determinam uma $V_{OHmín}$ de 2,7 V, ao longo de toda a gama de temperaturas, com $V_{ccmín}$ = 4,75 V.

Estruturas de entrada dos HCMOS

Os componentes do tipo HC exibem uma estrutura de entrada similar à da figura 2a. Sob condições normais de operação, a tensão de entrada deve variar apenas dentro dos limites da alimentação, pois se

forem ultrapassados poderá surgir uma corrente pelos diodos protetores iniciais (D1 e D2). De fato, a máxima corrente CC permitida nesses diodos é de 20 mA, sob pena de comprometer a operação do circuito. Pelo fato de os transistores MOS (TR1 e TR2) serem eletricamente idênticos, a típica comutação lógica desses componentes é $V_{cc}/2$.

A configuração de entrada dos tipos HCT é praticamente idêntica à dos HC, exceto pelo acréscimo de um diodo elevador de nível (D3) entre o transistor PMOS TR1 e V_{cc} (figura 2b). O efeito de D3, combinado com o trasistor NMOS TR2 (que exibe ganho maior que TR1), é reduzir para 1,4 V o nível de comutação da entrada.

A vantagem do diodo D3 reside em diminuir a dissipação, sempre que aparece um nível alto aplicado por uma saída TTL. Esse nível pode estar no limite inferior (2,4 V), que mesmo assim será reconhecido como "1" lógico e TR1 não ficará totalmente cortado, permitindo um fluxo indesejável de corrente entre V_{cc} e o terra. Mas a presença de D3, juntamente com a influência do substrato de TR1, que fica ligado a V_{cc}, reduz drasticamente essa corrente — e a dissipação em potência, portanto — preservando porém a compatibilidade com os estados lógicos da TTL-LS.

Interface entre TTL-LS e HC/HCT

Sempre que componentes HCT e TTL-LS devem operar com a mesma fonte de alimentação, a corrente entre V_{cc} e terra é quase nula, considerando V_{IH} = 2,4 V e V_{cc} = 4,5 V. Isto significa que a estrutura de entrada HCT proporciona uma dissipação idêntica à CMOS, mesmo quando excitada por TTL. Caso a alimentação seja elevada para 5,5 V, o nível alto mínimo de saída também sobre 1 volt, indo parar em 3,4 V.

Se for necessário interfacear TTL-LS com HC/HCT no caso de

TABELA 2 — Fan-out máximo com HC/HCT excitando TTL

entrada excitada	saída padrão	saída do excitador de barramento
TTL	2	3
LSTTL	10	15
STTL	2	3
FAST	6	10

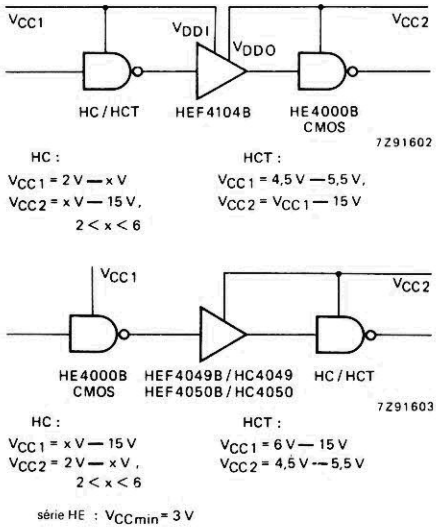


figura 4 — Técnicas para interfacear componentes HC/HCT com a série CMOS HE4000B (a) e vice-versa (b).

TABELA 3 — Margens de ruído estático para TTL-LS (Vcc = 4,75 V) e HC/HCT (Vcc = 4,5 V)

	LSTTL	HC	HCT
V_{OHmin}	2,7 V	4,4 V	4,4 V
V_{IHmin}	2,0 V	3,15 V	2,0 V
margem ruído alta	0,7 V	1,25 V	2,4 V
V_{ILmax}	0,8 V	0,9 V	0,8 V
V_{OLmax}	0,4 V	0,1 V	0,1 V
margem ruído baixa	0,4 V	0,8 V	0,7 V

um sistema com alimentações separadas, será preciso levar em conta as seguintes condições:

V_{OHmin} para TTL = 2,4 V
V_{OHmin} para TTL-LS = 2,7 V
e
V_{IHmin} para HC = 3,85 (70% de V_{cc})
V_{IHmin} para HCT = 2 V

(onde V_{cc} = 4,75 para TTL e 5,5 V para HCMOS, por toda a faixa de temperaturas).

A partir dessas informações, pode-se deduzir que o nível alto de saída TTL, no pior caso, é inferior ao mínimo nível alto de entrada em HC — o que pede uma interface. Uma possível solução aparece na figura 3a, onde o resistor elevador R1 "puxa" a tensão de saída do TTL-LS para perto de V_{cc}. Essa técnica não é recomendável, porém, porque a constante de tempo formada pelo resistor com as capacitâncias parasitas (C_S) e de carga (C_L) pode aumentar o retardo de propagação.

Além disso, essa implementação torna o tempo de propagação menos previsível, pelo fato de depender de constantes de tempo RC ativas e passivas. Embora se possa apelar para valores reduzidos de R1, a fim de minimizar o retardo na propagação, isso tende a aumentar o consumo e a reduzir a margem de ruído em nível baixo (devido às cargas ativas) — o que é conflitante com o uso de HCMOS. O resistor elevador também exige espaço adicional na placa e aumenta o tempo global de montagem, fazendo subir os custos de produção.

Em conclusão, a alternativa do resistor elevador deve ser adotada somente quando inevitável; a solução mais prática, na verdade, consiste em utilizar dispositivos HCT (todos os componentes da família 54/74 podem ser encontrados nas versões HC e HCT). Isto porque os integrados TTL-LS e HCT pode ser acoplados diretamente, conforme mostra a figura 3b.

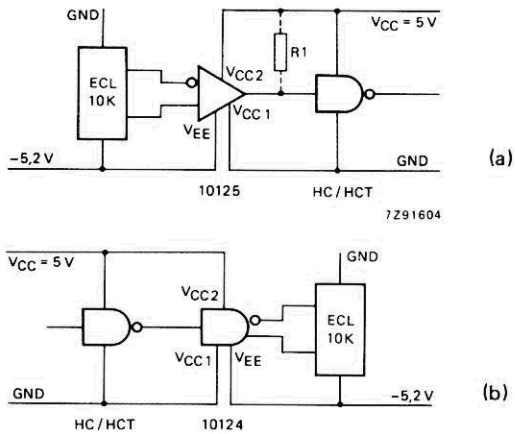


figura 5 — Interface entre a lógica ECL 10K e os circuitos HC/HCT (a) e vice-versa (b). O resistor R1 só é necessário no caso de componentes HC.

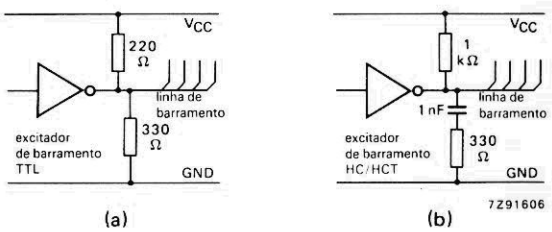


figura 6 — Exemplos de terminações de barramentos utilizados em: (a) tecnologias bipolares convencionais (TTL) e (b) sistemas HC/HCT.

Excitando TTL-LS a partir de HCMOS

Como a saída dos dispositivos HCMOS tem uma excursão entre V_{cc} e terra, ela é compatível com as entradas TTL; a interface nesse caso, portanto, é simplesmente uma conexão direta (figura 3b). Se a fonte excitadora for um componente HCT, a velocidade pode ser avaliada com precisão, já que o limiar de comutação da TTL-LS (1,4 V) é também usado em HCT. No caso de excitação por elementos HC, a diferença de velocidade (introduzida pelo limiar de $V_{cc}/2$) pode ser calculada a partir dos tempos de transição especificados para a saída (obtidos nos manuais dos fabricantes). A tabela 2 fornece a capacidade de excitação (*fant-out*) dos HC/HCT em relação às várias famílias TTL.

Combinando HC/HCT com a série CMOS 4000B

As duas versões HCMOS podem ser diretamente acopladas aos integrados CMOS da série 4000B, caso estejam operando a partir da mesma tensão de alimentação; caso

contrário, será necessário introduzir acomodações de nível. A figura 4a ilustra o segundo caso, onde é empregado o deslocador de nível baixo-alto tipo 4104B; é preciso ter atenção para o fato de que esse CI somente converte níveis baixos em altos e também para que V_{cc1} não exceda V_{cc2} em mais que uma V_{BE}.

Na figura 4b pode-se observar o procedimento adotado quando um CMOS série 4000B precede um HC/HCT: aqui entram em cena os *buffers* 4049/4050 ou 4049B/4050B, que não possuem um diodo grampeador de entrada e, portanto, admitem um nível máximo de 15 V na entrada. O limiar de comutação entre níveis lógicos continua usando V_{cc2} como referência; a margem de ruído em nível baixo é então equivalente à da alimentação de 5 V.

Quando é preciso ligar dispositivos HC/HCT a elementos do tipo NMOS (microprocessadores, memórias, etc.), valem as mesmas regras aplicadas aos TTL, pois os integrados NMOS costumam dispor de entradas e saídas compatíveis com essa lógica. As exceções são os CIs NMOS com saídas em dreno aberto, que pedem um resistor elevador para servir de carga na saída.

Interfaceando HC/HCT com a série 10K ECL

Neste caso, é preciso apelar para os CIs conversores de nível tipo

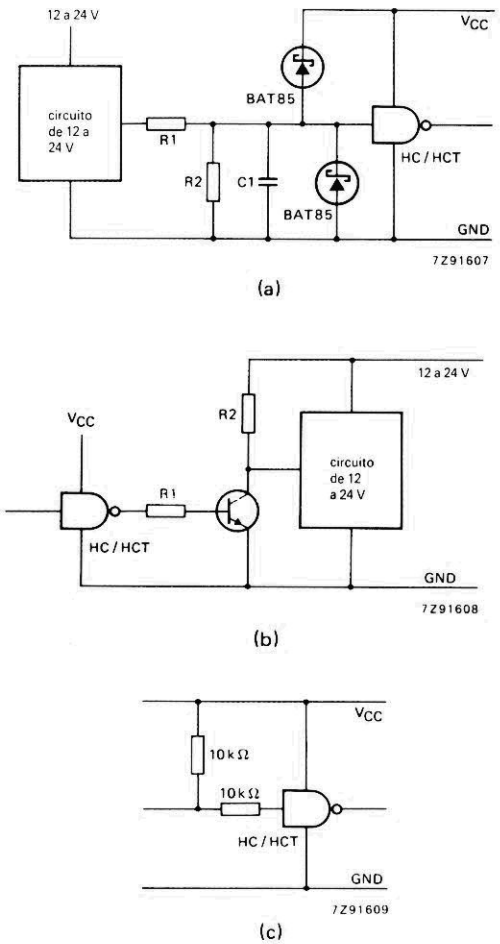


figura 7 — Técnicas de interface: (a) níveis lógicos não padronizados com circuitos HC/HCT; (b) componentes HC/HCT com níveis lógicos não padronizados. Em (c) vê-se um circuito para interfaces com tensões de entrada maiores que Vcc.

TABELA 4 — Razão entre margens de ruído estático, TTL-LS para HC/HCT

	LSTTL	HC	HCT
margem ruido alta	1	1,75	3,4
margem ruido baixa	1	2	1,75
faixa de temperatura ambiente (Tamb)	0 a +70 °C	−40 a +85 °C	−40 a +85 °C
tensão de alimentação (Vcc)	4,75 V	4,5 V	4,5 V

10124 (TTL para ECL) ou 10125 (ECL para TTL), que se adaptam perfeitamente à interface com as séries HC/HCT (embora trabalhem com níveis TTL). Ao se utilizar o 10125 no interfaceamento de circuitos HC, deve-se incluir o resistor elevador R1, como já foi explicado anteriormente (figura 3). As configurações para este caso podem ser vistas nas figuras 5a e 5b.

Barramentos com terminação

Os barramentos são muito utilizados em aplicações industriais, ambiente que costuma impor restrições severas aos sistemas microprocessados. Dois bons exemplos dessas limitações são a presença de ruído elétrico e a exigência de alimentação de reserva por baterias. A tecnologia CMOS, porém, oferece a solução ideal para esses problemas e os elementos HC apresentam melhor imunidade a ruídos, velocidade de operação similar e

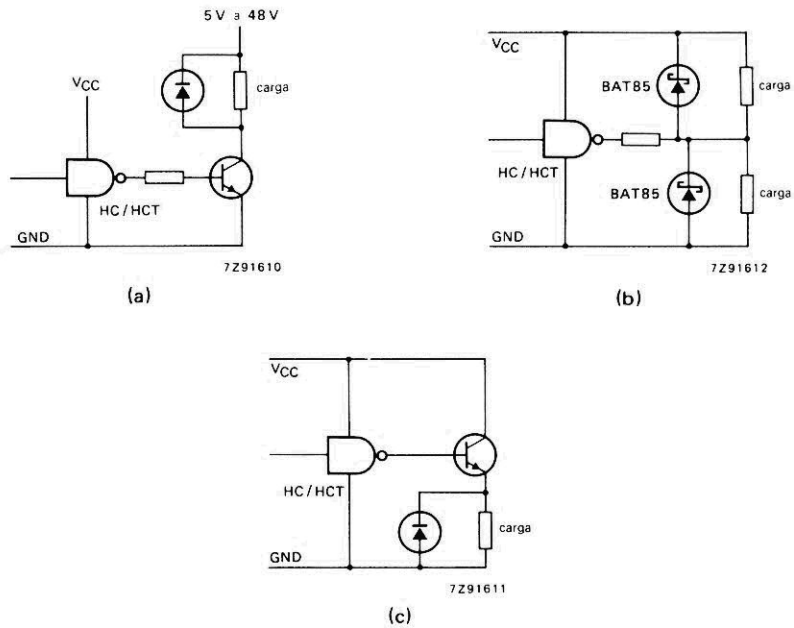


figura 8 — Interface de componentes HC/HCT com carga: (a) alimentada por uma fonte externa, via transistor; (b) alimentada pela mesma fonte, também por transistor; (c) alimentada diretamente, pela mesma fonte.

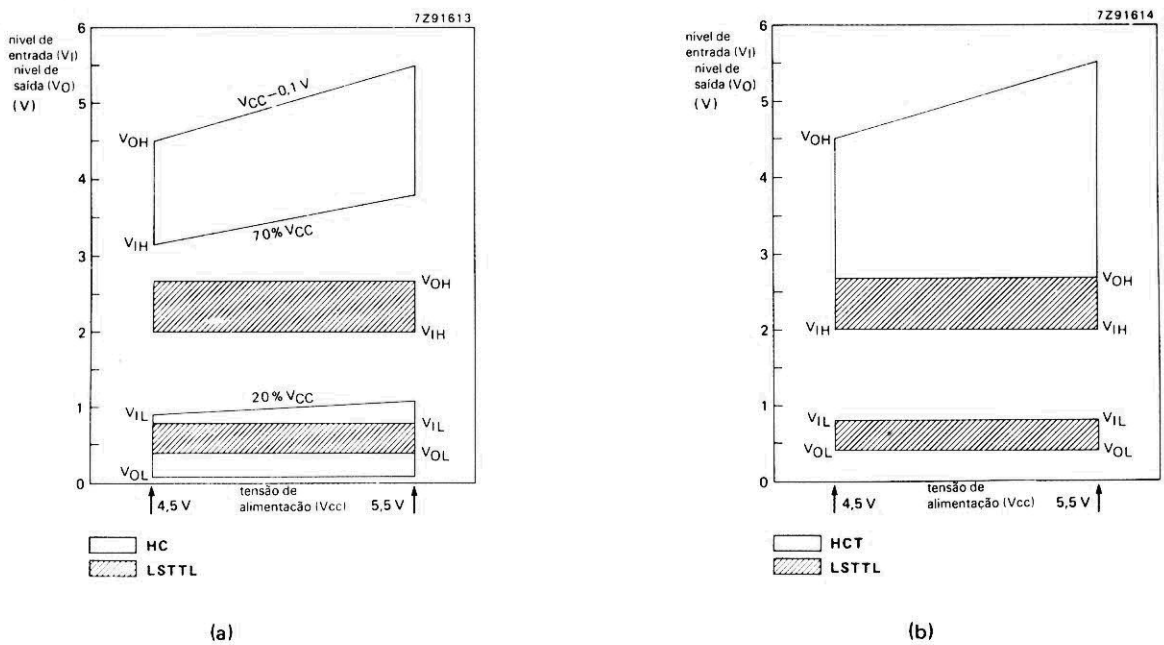


figura 9 — Margens de ruído estático para: (a) dispositivos HC comparados com os TTL-LS; (b) componentes HCT comparados com TTL-LS, num sistema de tecnologia mista.

menor dissipação, se comparados aos TTL-LS, ao longo de uma extensa faixa de temperaturas e alimentações. No caso da linha HCT, a imunidade a ruídos é a mesma da TTL-LS.

Assim sendo, o desenvolvimento de um novo padrão de barramento para sistemas CMOS deve basear-se no desempenho de componentes específicos, que vêm com saídas excitadoras apropriadas, tal como o transceptor PC74/54HC245, por exemplo. As figuras 6a e 6b exemplificam terminações de barramento com TTL e HC/HCT, respectivamente.

Os barramentos convencionais carregam grandes níveis em CC, aos quais os excitadores de barramento HC/HCT são pouco adequados, já que são capazes de fornecer 6 mA, no máximo, de corrente na saída. Sob tais circunstâncias, a interface deve ser implementada com um excitador condizente.

Os componentes HC/HCT, além disso, não exibem histerese de entrada; por isso, torna-se essencial o uso de disparadores Schmitt, caso o barramento seja lento e sujeito a ruídos. Dois integrados ideais para esses sistemas tolerantes a ruídos são o PC54/74HC/HCT14 e 132; além deles, cinco componentes da série dos biestáveis (PC54/74HC/HCT73, 74, 107, 109 e 112) também contam com disparadores Schmitt na entrada de *clock*.

O caso dos níveis não padronizados

Em inúmeras aplicações, os integrados CMOS da linha PC54/74, de alta velocidade, têm que se comunicar com circuitos cujos níveis de entrada e saída não seguem padrão algum. Um bom exemplo é o dos sistemas industriais ou automotivos que operam alimentados entre 12 e 24 V. Os exemplos das figuras 7a e 7b fornecem as regras básicas de projeto para tais interfaces, enquanto a 7c ilustra um caso de circuito para interface com níveis superiores a V_{cc}.

A configuração usada com os dispositivos HC/HCT na excitação de cargas alimentadas por uma fonte externa aparece na figura 8a; as figuras 8b e 8c mostram os mesmos componentes excitando cargas (relés, por exemplo) com a mesma tensão de alimentação.

Imunidade a ruídos nos HCMOS

O fator imunidade em circuitos lógicos pode ser dividido em duas categorias: imunidade a ruídos estáticos e dinâmicos. Se começarmos pelo ruído estático, ele pode ser subdividido em outras duas categorias:

— *imunidade em nível baixo* — diferença entre $V_{ILmáx}$ do circuito receptor e $V_{OLmáx}$ do circuito excitador.

— *imunidade em nível alto* — diferença entre $V_{OHmín}$ do circuito excitador e $V_{IHmín}$ do circuito receptor.

Se for efetuada uma comparação entre as características de imunidade a ruído em TTL-LS e HC/HCTMOS, o resultado será a tabela 3. Se tomarmos agora as margens para ruído estático em TTL-LS como unitárias (tanto no nível alto como baixo), poderemos fazer uma comparação direta com as séries HC/HCT, como na tabela 4. Os resultados são notáveis, especialmente se forem levadas em conta a faixa ampliada de temperatura de operação e a menor alimentação em HC/HCT.

O gráfico da figura 9a compara as margens de ruído estático dos dispositivos HC com as da família TTL-LS. Fica claro então que, se os circuitos HC podem excitar os TTL-LS (já que $V_{OHmín}$ em HC é maior que $V_{IHmín}$ em TTL-LS), o inverso não é possível (não há sobreposição de margens de ruído na região do nível alto). Dessa forma, diz-se que a margem de ruído em nível alto, quando TTL-LS excita HC, é negativa — o que explica a presença do resistor elevador na interface da figura 3a.

Em sistemas de tecnologia mista, com saídas HCT plenamente carregadas e excitando entradas TTL-LS, a margem de ruído estático em nível baixo é a mesma nas duas famílias; além disso, os componentes HCT apresentam uma excelente margem de ruído em nível alto, que abrange a dos elementos TTL-LS. É o que se vê no gráfico da figura 9b: os dispositivos HCT e TTL-LS são totalmente intercambiáveis.

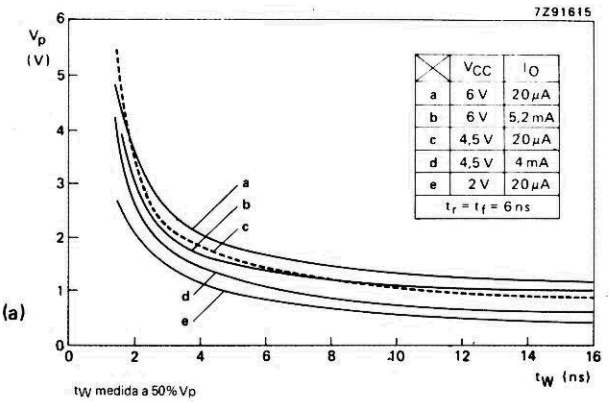
Imunidade a ruídos dinâmicos

A exemplo do ruído estático, a imunidade ao ruído dinâmico divide-se em duas categorias, que separam as condições de nível alto das de nível baixo. A margem em nível baixo é novamente a menor das duas, razão porque vamos considerar apenas esse parâmetro.

Para plotar a imunidade a ruídos dinâmicos em nível baixo, nos componentes HC/HCT, aplica-se um pulso de amplitude V_p conhecida à entrada de um elemento, e sua largura t_w é aumentada até que ele chegue ao limiar da comutação. O nível de entrada em que V_p está baseado equivale à tensão de comutação menos a margem de ruído estático em nível baixo, considerada no pior caso. A largura do pulso (t_w) é medida na metade da amplitude do pulso ($V_p/2$); os tempos de subida e descida (t_r e t_f) são de 0,6 ns.

O nível V_p é então reduzido em etapas e em cada uma mede-se o valor de t_w. O teste é repetido por toda uma série de tensões de alimentação (V_{cc} entre 2 e 6 V, para HC, e em 5 V para HCT) e correntes de saída (I_O).

Os gráficos resultantes, que podem ser vistas nas figuras 10a e 10b, ilustram as características de imunidade a ruídos dinâmicos dos sistemas HC e HCT, respectiva-



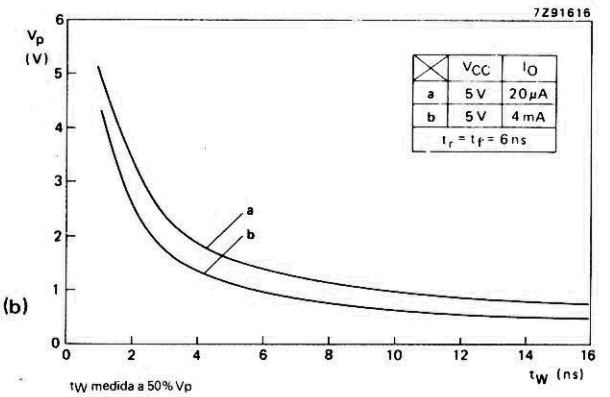


figura 10 — Características de imunidade a ruído dinâmico (pior caso, excitador plenamente carregado) para dispositivos HC (a) e HCT (b).

mente. Veja que com a elevação de I_O as curvas caem, assim como a imunidade a ruídos dinâmicos. Como tais curvas mostram as piores condições de operação, com elementos HC/HCT plenamente carregados, os sistemas que utilizam exclusivamente circuitos HC ou HCT demonstram uma considerável melhora na imunidade, elevando as curvas em 0,3 V.

Considerando os típicos níveis de comutação de entrada para os dispositivos HC e HCT — 1,3 e 2,5 V, respectivamente —, as características de imunidade a ruídos apresentam uma melhora de 0,8 V (HCT) ou 1,2 V (HC).

Baseado no artigo *Interfacing HCMOS with other logic families*, de autoria de J. P. Exalto e publicado originalmente na revista "Electronic Components & Applications", da Divisão de Componentes Eletrônicos da Philips — Eindhoven, Holanda.

correio

Esta seção é o canal de comunicação entre Elektor e seus leitores. Aqui são sanadas as dúvidas, resolvidas as eventuais dificuldades e comentadas as sugestões que recebemos por carta — sempre, é claro, dentro das possibilidades de espaço disponível e visando o interesse geral. Envie a correspondência diretamente ao nosso endereço, usando a identificação "Correio Elektor" no envelope.

RECADO

Temos recebido várias cartas de leitores que nos perguntam sobre a disponibilidade de kits Elektor, preços de placas impressas e assuntos relacionados. Queremos então reiterar que a Publitron, na qualidade de editora, limita-se a publicar a revista Elektor, deixando a comercialização de kits, componentes e placas a empresas e lojas especializadas. Assim, na hora de fazer uma cotação de preços ou simplesmente pedir informações sobre os kits Elektor, os interessados devem entrar em contato diretamente com essas empresas — que, por sinal, anunciam mensalmente nas páginas da Elektor.

DÚVIDAS

Somente agora tomei conhecimento da revista Elektor. Comprei a edição nº 12 e gostei muito do divisor de freqüência com fase corrigida; quero montar um para o meu som, porém não consta a potência com que pode ser usado o circuito. Possuo um amplificador 160 da Gradiente, com 84 W de potência, segundo sua ficha. Estou estudando eletrônica por correspondência, e por isso peço esclarecimento sobre o assunto.

Também quero mandar algumas idéias: estudo música (contrabaixo, para ser mais claro) e a questão é que equalizadores e compressores para esse instrumento custam muito caro. Assim sendo, se for de interesse publicar esses equipamentos para montar, me seriam muito úteis.

Wilson Alvaro Fischer
Curitiba-PR

Não se preocupe, Wilson, pois estamos sempre de olho em circuitos específicos para instrumentos musicais; veja, por exemplo, o Biphaser, publicado nesta mesma edição. Quanto ao divisor de freqüência do nº 12, não é necessário saber a potência que ele pode receber, pois é inserido entre o pré-amplificador e os amplificadores de potência — como acontece, aliás, com todo divisor ativo.

Assim, para usar esse sistema é preciso ter tantos estágios de potência quantos forem os canais de divisão, já que a separação entre faixas de freqüência é feita antes da amplificação final. Com três canais, digamos, você vai precisar de um power para os agudos, outro para os médios e um terceiro para os graves.

Mas você pode ter toda essa explicação com mais detalhes no artigo "Divisor ativo de freqüências", publicado na Elektor nº 5 (que pode ser adquirido pelo nosso serviço de números atrasados). Ele apresenta a teoria da multiamplificação e outro circuito divisor para montar. Veja enfim, neste mesmo número, a matéria sobre os filtros Linkwitz, que sugere uma melhora nesse primeiro divisor.

SUGESTÕES E RECADOS

Leitor assíduo de todas as publicações técnico-eletrônicas brasileiras, constato com satisfação que Elektor tem preenchido, ultimamente, uma grande lacuna para aqueles que, como eu, se dedicam seriamente à eletrônica.

O nível dos artigos publicados em Elektor é, sem dúvida alguma, sensivelmente superior ao das demais publicações congêneres, pelo seu conteúdo, redação e seriedade. Ademais, a não redundância dos assuntos abordados, a clareza e a precisão da linguagem e termos técnicos usados, além da diversidade de tópicos, me levam a crer que o investimento feito na aquisição de um exemplar é seguro e vantajoso.

Contudo, ainda acho que andam escassos ou quase inexistentes os artigos tocantes à radiotransmissão, principalmente radioamadorismo. Sugiro que pelo menos uma página por edição seja destinada a assuntos dessa natureza, porquanto só existe uma única publicação "quase periódica" que o faz.

Parabenizo todos os responsáveis e coadjuvantes pela edição brasileira, pelo excelente serviço que vêm prestando, com votos de sucesso e longevidade para Elektor.

Luiz Carlos Belem de Gouvêa
Rio de Janeiro — RJ

Em primeiro lugar, desejo parabenizar toda a equipe de Elektor pelo lançamento no Brasil de uma revista com amplas explicações, em detalhes, de todos os assuntos já abordados, todos de ótima qualidade. Também gostaria de apresentar uma sugestão para um próximo trabalho, que complementa o tema "Sistemas PLL", da edição nº 10, pois existem muitas dúvidas sobre tal assunto: O PLL na transcepção; como calcular a freqüência do oscilador (VCO) a cristal em relação ao PLL; relação entre as freqüências cristal/oscilador/freqüência final; quais os CIs mais comuns no mercado brasileiro.

Desejo esclarecer que são de meu interesse informações sobre o PLL para a faixa de VHF, FM, etc. Também gostaria, se possível, de informações sobre livros técnicos a respeito desse assunto, que é pouco divulgado.

Luiz Antonio R. Imperador
S. José do Rio Preto — SP

Essa revista preenche mesmo uma lacuna existente no Brasil nessa área. Faço votos que a revista fique cada vez mais forte e abrangente. Sou usuário de Apple, PC e MSX; faço diversas montagens para incrementar os micros segundo minhas necessidades. Também sou assinante dessa e de outras revistas nacionais e estrangeiras.

Há vários assuntos que por não terem sido abordados poderiam me interessar e a muitos outros hobistas, como, por exemplo:

— Uma boa matéria sobre osciloscópios e talvez uma montagem simples para o hobista. Quem monta um frequencímetro monta um osciloscópio, muitas vezes indispensável;

— Detalhes de funcionamento do Apple e do PC; a fonte, o vídeo, a estrutura da memória de tela, etc.;

correio

— Projetos com a utilização dos *slots* de expansão, como relógios, controles de residência, etc.;
— Sobre a atuação da microeletrônica no Brasil; teoria e prática sobre o assunto.

Outros assuntos carentes de abordagem são o laser, a holografia, as fibras óticas, os transceptores e a eletrobiometria.

E. S. Geremias
Rio de Janeiro — RJ

Sou mais um assinante dessa revista, que venho elogiar tanto a publicação quanto as matérias publicadas; realmente a equipe está de parabéns pelo feito. Ressalto ainda que gostei da resposta ao leitor Leodinir, de Curitiba, o qual, concluo, tenha sido duro demais (Elektor nº 12).

Porém, como sou assinante desta, sou também de outras, se não tão expressivas, pelo menos bastante razoáveis, e noto que existe um segmento da eletrônica um pouco esquecido por todas mas de razoável importância. Venho então solicitar que incluam nesta algo relacionado com a eletrônica industrial; ou, melhor ainda, aos sistemas de medição e controle, tais como controladores de nível, indicadores de temperatura com termopares ou Pt 100, indicadores digitais com termopares e vários outros equipamentos necessários a essa área. Acredito que nos seria de grande valia.

Daltro Coutinho
Videira — SC

Parabéns pela qualidade e conteúdo dessa excelente revista, que está substituindo e suplantando (e muito bem!!) a descontinuada revista Nova Eletrônica e outras publicações. O nível permanece ótimo desde o primeiro exemplar. Aliás, tenho todos os números, encaderno a cada 4 revistas e sou assinante (...)

Mas a principal mensagem deste é pedir-lhes, dentro de suas possibilidades, a publicação de um *booster*, ou seja, um reforçador de sinal para ser colocado entre dois vídeos, para que se possa fazer cópias ou edições com melhor qualidade, pois os aparelhos disponíveis no comércio têm preços proibitivos. Acredito que terá boa aceitação, pois o número de videófilos com mais de um aparelho está aumentando cada vez mais e sabe-se que nas cópias "diretas", na bitola de 1/2", há uma perda de qualidade de até 30%.

Rui Carlos de Araújo
Santos — SP

Agradecemos mais uma vez a todos as palavras de incentivo. Estamos nos empenhando para atender ao maior número possível de sugestões, seja através de matérias traduzidas, seja por artigos e reportagens locais.

mini anúncios

A revista Elektor está aceitando pequenos anúncios para publicação gratuita. Eles devem ser enviados diretamente ao nosso endereço, com a identificação "Mini-anúncios" no envelope, respeitando as seguintes condições:

- Publicaremos apenas um anúncio por mês de cada leitor;
- Os textos devem ser breves e concisos, de preferência datilografados, trazendo nome e endereço completos;
- Somente pessoas físicas poderão anunciar, tratando de compra, troca ou venda de material e equipamentos eletro-eletrônicos e publicações, contatos entre leitores e confecção artesanal de circuitos e placas impressas;
- A revista apenas veiculará os anúncios, não se responsabilizando pelos eventuais contatos e transações entre leitores;
- Os anúncios serão publicados de acordo com o espaço mensal disponível.

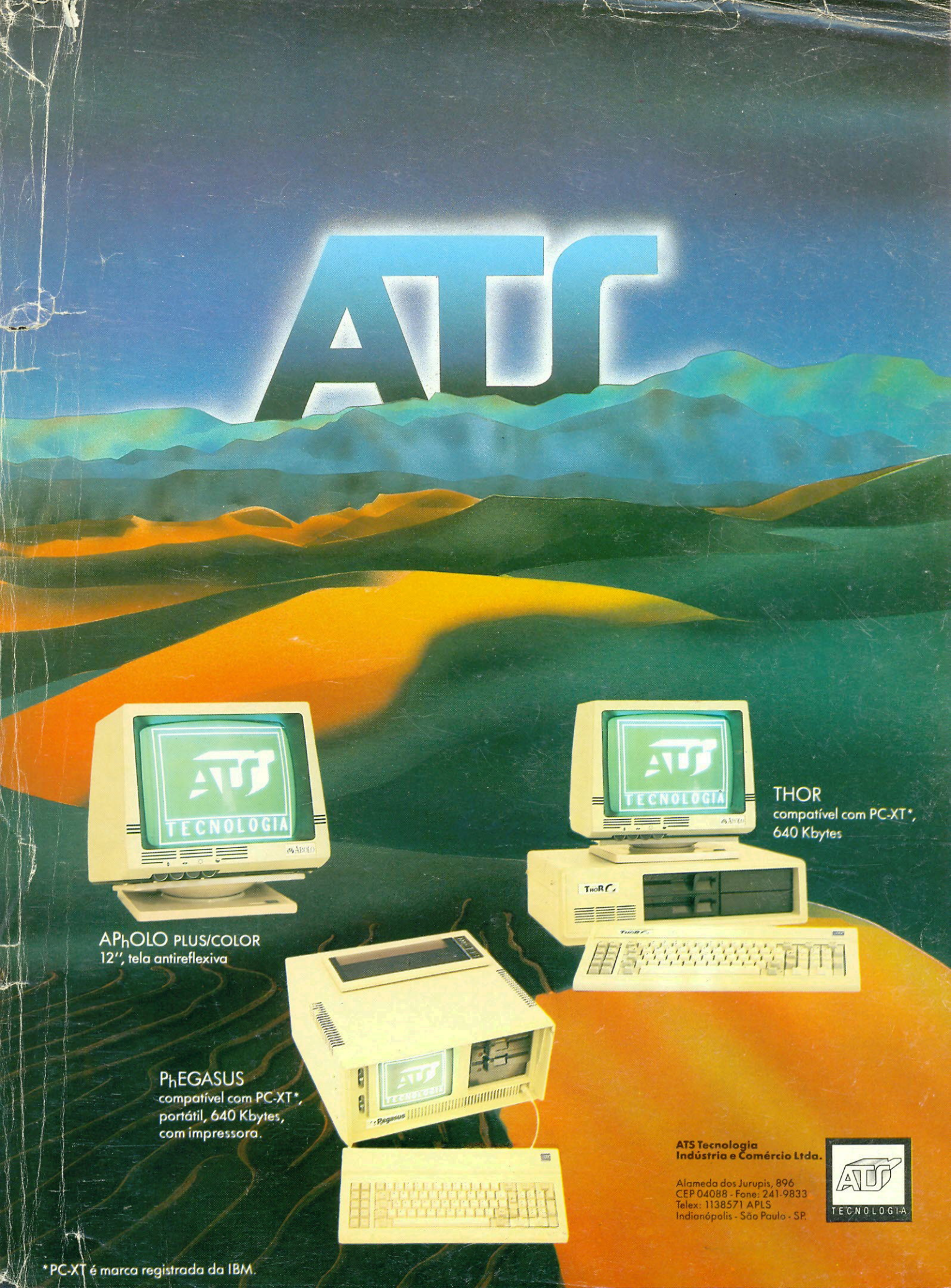
Vendo (ou troco por revistas de eletrônica) material de sucata, componentes novos e mecanismos — Robson; R. Major Diogo, 666, apto. 107, S. Paulo, SP, CEP 01324.

Compro os circuitos integrados CCI3001 (PLL), SL1640C, MC3310P — Hérickson; caixa postal 84052, Volta Redonda, RJ, CEP 27251.

Vendo codificador estéreo para transmissores de FM, adaptável a qualquer tipo, por Cz$ 10 mil — Haroldo José; caixa postal 18, Camanducaia, MG, CEP 37650.

Vendo ritmo (Elektor nº 8) montado, com 16 ritmos gravados em EPROM; funciona independentemente de microcomputador — Felipe Lopes Evangelista; R. Paulo V. Vicente Azevedo, 163, BL G3, apto. 2S1, S. Paulo, SP, CEP 02722.

Mini-anúncios Elektor — Al. dos Jurupis, 896 — 4º andar — CEP 04088 — S. Paulo — SP


ATS
ATS TECNOLOGIA
APhOLO PLUS/COLOR
12", tela antireflexiva
THOR
compatível com PC-XT*,
640 Kbytes
PhEGASUS
compatível com PC-XT*,
portátil, 640 Kbytes,
com impressora.
ATS Tecnologia
Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.
ATS TECNOLOGIA
*PC-XT é marca registrada da IBM.

SOM NOVIK EM ALTA FIDELIDADE para você montar

MIDRANGES
Nas freqüências médias, localiza-se a parte nobre do espectro musical, como por exemplo a voz humana. As freqüências são reproduzidas em alta-fidelidade, sem distorções ou desequilíbrios.

DIVISORES DE FREQÜÊNCIA
Fabricados em duas versões: 2 ou 3 canais, mods.: ND2BR e ND3BR. Com perfeita regulagem, dispensam o ajuste manual. O máximo em qualidade.

WOOFERS
Alta compliancia.
Soberba resposta dos transientes pelo seu bom projetado sistema magnético.
Perfeito funcionamento em todos os níveis.

TWEETERS
De ampla dispersão angular.
Agudos claros e suaves que se extendem além da faixa audível.

"Os graves da Suspensão Acústica e a eficiência do Bass-Reflex"

SISTEMAS D.O.S.
DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

Calculado por computador e aferido por instrumentos dos laboratórios e por técnicos em som da **NOVIK**

GRÁTIS!!

7 VALIOSOS PROJETOS DE 6" A 15" E DE 40 A 150W

Solicite no revendedor NOVIK ou escreva p/Cx. Postal 7483 - S. Paulo 1000.

A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falantes NOVIK